radio und fernsehen

Zeitschrift für Radio · Fernsehen · Elektroakustik und Elektronik

Ein Röhrenprüfgerät zum Selbstbau

PREIS DM 2,00 · 10. JAHRGANG
VERLAGSPOSTORT LEIPZIG · FÜR DBR BERLIN
JULI 1961 **14**

VEB VERLAG TECHNIK · BERLIN



AUS DEM INHALT

OBSAH

СОДЕРЖАНИЕ

VEB VERLAG TECHNIK
Verlagsleiter: Dipl. oec. Herbert Sandig
Berlin C 2, Oranienburger Straße 13/14.
Telefon 420019, Fernverkehr 423391, Fernschreiber 011441 Techkammer Berlin (Technikverlag), Telegrammadr.: Technikverlag Berlin

radio und fernsehen
Verantw. Redakteur: Dipl. oec. Peter Schäffer
Redakteure: Adelheid Blodszun, Ing. Karl Belter, Ing. Horst Jancke, Ing. Oswald Orlik
Veröffentlicht unter ZLN 5227 der DDR

Alleinige Anzeigenannahme:
DEWAG-WERBUNG BERLIN, Berlin C 2, Rosenthaler Str. 28/31 u. alle DEWAG-Betriebe in den Bezirksstädten der Deutschen Demokratischen Republik. Gültige Preisliste Nr. 1

Druck: Tribüne Druckerei Leipzig III/18/36

Erscheint zweimal im Monat, Einzelheft 2,— DM

Bestellungen nehmen entgegen
Deutsche Demokratische Republik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel, die Beauftragten der Zeitschriftenwerbung des Postzeitungsvertriebes und der Verlag
Deutsche Bundesrepublik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel und der Verlag
Auslieferung über HELIOS Literatur-Vertriebs-GmbH, Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm 141—167

Ausland:
Volksrepublik Albanien: Ndermarja Shetnore Botimeve, Tirana
Volksrepublik Bulgarien: Direktion R. E. P., Sofia, 11 a, Rue Paris
Volksrepublik China: Guozi Shudian, Peking, 38, Suchou Hutung
Volksrepublik Polen: P. P. K. Ruch, Warszawa, Wilcza 46
Rumänische Volksrepublik: Directia Generala a Postei si Difuziarii Presei Poltut Administrativ C. F. R. Bukarest
Tschechoslowakische Sozialistische Republik: Orbis Zeitungsvertrieb, Praha XII, Stalinova 46 und Bratislava, Leningradska ul. 14
UdSSR: Die städtischen Abteilungen „Sojuspechatj", Postämter und Bezirksposttstellen
Ungarische Volksrepublik: „Kultura" Könyv és hirlap külkereskedelmit vállalat, P. O. B. 149, Budapest 62
Für alle anderen Länder: VEB Verlag und Technik, Berlin C 2, Oranienburger Straße 13/14

CONTENTS

UNSERE LESER SCHREIBEN

In den Fernsehempfängern Tesla-Astra, Typ 4206 U-9, wird für die Niederfrequenz-Endstufe und für die Bildabtastung-Endstufe die Röhre PL 82 verwendet.
Diese Röhre wird in den Röhrenwerken unserer Republik nicht gefertigt. Um nun bei Ausfall dieser Röhre wieder zu einem funktionsfähigen Apparat zu kommen, da die PL 82 nicht zu bekommen ist, wurde mir empfohlen, anstelle der PL 82, die PL 83 oder PL 84 zu verwenden. Ich bitte Sie deshalb um folgende Angaben:

1. Kann die PL 82 durch die PL 83 oder PL 84 ersetzt werden?
2. Wie sind die Betriebsrichtwerte und die Schaltung der PL 82?

H. H., Dresden

Die PL 82 kann durch keine andere Röhre direkt ohne Schaltungsänderung ersetzt werden. Es ist nur dann vertretbar, ausländische Fernsehgeräte zu importieren, wenn sie mit Röhren bestückt sind, die in der DDR nicht gefertigt werden, falls von dem DIA ein Import der betreffenden Röhren sichergestellt ist.
Die PL 83 ist auf keinen Fall anstelle des PL 82 zu verwenden. Ähnliche Daten wie die PL 82 hat die PL 84 und das Pentodensystem der PCL 82, wie nachstehende Tabelle aufzeigt:

	PL 82	PCL 82	PL 84	
U_f	16,5	16	15	V
I_f	0,3	0,3	0,3	A
U_a (^+U_b)	200+	200	200+	V
R_{g2}	680		470	Ω
U_{g2}		200		V
U_{g1}	—13,9	—16	—17	V
R_k	260	380	165	Ω
I_a	45	35	60	mA
I_{g2}	8,5	7	4,1	mA
S	7,6	6,4	8,8	mA/V
$\mu_{g2/g1}$	10	11	8	
R_i	25		28	kΩ
R_a	4	5,6	2,4	kΩ
U_{g-}	7	6,6	7,8	V
N_- (k = 10%)	4,2	3,5	5,2	W
$N_{a\,max}$	9	7	12	W

Bei einem Ersatz der PL 82 durch die PCL 82 oder PL 84 müssen natürlich die Sockelanschlüsse sowie die Katodenwiderstände entsprechend geändert werden.

*

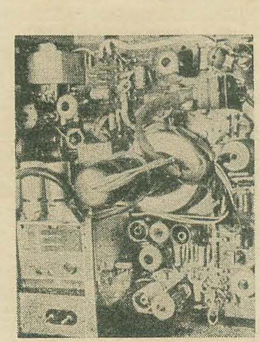
Der Artikel des Professor I. Lirpa in radio und fernsehen 7 (1961) S. 202 hat hier in Kranichfeld und Umgebung einen Bombenerfolg!
Für diesen gelungenen Aprilscherz meine herzlichste Gratulation!
Wenn Ihr aber nicht bald den Artikel als Aprilscherz kennzeichnet und widerruft, sehe ich es kommen, daß die Einkäufer des Volkseigenen Betriebes IKA-Elektroinstallation Kranichfeld in Kürze große Schwierigkeiten bei der Beschaffung passender Leuchtstoffröhren bekommen.
Besonders köstlich finde ich die Empfehlung, die Antennenspulen aus Konstantandraht nachzubilden. Hoffentlich kommen die „Fachmänner" nicht auf die Idee, diesen Vorschlag zu verwirklichen. Wir Rundfunk- und Fernsehmechanikermeister haben nämlich schon genug Arbeit, und wenn dann die Konstantan-Antennenspulen in die Werkstätten eingeliefert werden, dann fürchte ich tatsächlich für unseren und Euren „Geist".

G. G., Kranichfeld

Wir fürchten sehr, daß viele Amateure und wahrscheinlich auch Fachleute bei der Verwendung ihrer nach Prof. April (Verzeihung, Lipra wollten wir sagen ...) gebauten „ionisierten Leuchtstoffröhren-Antenne" nicht auf die prophezeiten hohen dB-Gewinnzahlen gekommen sind und empfehlen deshalb, wieder auf die althergebrachte Weise ihren Strahler zu bauen – auch auf die Gefahr hin, daß sich der fast entschwundene „Geist" wieder einstellen und normalisieren sollte.
Um aber dem wüsten Antennenbau und vor allen Dingen dem unverantwortlichen Verschleiß und der Vergeudung von Buntmetallen entgegenzuwirken, zeigen wir hier einige Möglichkeiten auf, wie man auf ganz einfache Art gute Antennen bauen kann, ohne Buntmetalle zu verwenden oder gar viel Geld für eine Antenne auszugeben.
Fast alle Gebiete der DDR sind heute schon so gut sowohl mit den UKW- wie auch mit den Fernsehbändern versorgt, daß in den meisten Fällen eine Bodenantenne für einen qualitativ guten Empfang völlig ausreichend ist. Zu diesem Zwecke braucht das Antennenmaterial nicht mehr in dem Maße korrosionsverhütend zu sein, wie das bei Außenantennen der Fall ist. Bei Bodenantennen kann weitestgehend auch auf eine Blitzschutzanlage verzichtet werden, weil die Antenne unterhalb des Gefahrenbereichs liegt.
Wir fertigen schon seit längerer Zeit Dipole und parasitäre Elemente aus 13,5 mm verbleitem I-Rohr (Bergmannrohr) mit ebensoguten Empfangsergebnissen, wie sie mit herkömmlichen Antennen zu verzeichnen sind. Diese Rohre lassen sich als Schleife biegen, man kann sie löten, und sie weisen eine genügende Festigkeit auf.
Bei ausreichendem Bodenraum kann man sogar Antennen für Band I aufbauen, wofür wir aber I-Rohr mit einem Durchmesser von 21 mm verwendeten.
Will der eine oder andere Amateur eine „ganz billige" Antenne haben, so empfehlen wir, diese aus Holzleisten zu bauen, welche mit Alufolie (aus defekten Elko's) längsseitig umwickelt sind (Windungen vermeiden).
Unser Hinweis soll keinesfalls dazu dienen, das Programm unserer Antennenindustrie zu beeinträchtigen, er soll lediglich helfen, all die vielen 10-mm-Alu-, 8-mm-Kupfer-, ja sogar 10-mm-Hochdruck-Kupferrohr einzusparen, die überall bei einem sinnlosen Antennenbau vergeudet werden.

G. W., Sternberg/Mecklenburg

Wir danken Ihnen für Ihre Zuschrift, die wir natürlich im Gegensatz zu unserem Aprilscherz durchaus ernst nehmen. Allerdings glauben wir, daß die von Ihnen erwähnten Lösungen in erster Linie für Empfangspunkte in Sendernähe in Betracht kommen — zumindest für den Fernsehempfang.



Titelbild:

Dieser sowjetische TV-Empfänger „Newa" scheint besonders service-freundlich zu sein. Interessante Einzelheiten, wie z. B. die gedruckten Leiterplatten steckbar angeordnet sind, finden Sie auf Seite 436.
Foto: H. Blunck

Im nächsten Heft finden Sie unter anderem ...

- Arbeitspunktstabilisierung bei Transistorenstufen mit Ge-Flächengleichrichtern
- Die Vierschichtdiode — Ein interessantes elektronisches Bauelement
- Allwellenempfang mit handelsüblichen Tastensätzen
- Bauanleitung: Stereo-Bandgerät für den Amateur
- Probleme bei der Entwicklung eines elektronisch stabilisierten Netzgerätes mit Transistoren



▼ **Die KDT** konnte am 4. 7. 1961 ihr 15jähriges Jubiläum feiern.

▼ **Die Leipziger Herbstmesse 1961** wird vom 3. bis 10. September stattfinden.

▼ **Wertvolle Maschinen** für die Halbleiter- und elektronische Bauelementetechnik sind in den vergangenen Monaten in dem seit dem 1. Januar 1960 bestehenden VEB Sondermaschinenwerk der Elektrotechnik in Dresden gebaut worden. Die Maschinen, deren Produktion in der DDR erstmalig erfolgt, wurden in Kleinserien gefertigt und dem Institut für Halbleitertechnik in Teltow sowie dem Halbleiterwerk Frankfurt/Oder übergeben.

▼ **Die erste sowjetische Arbeiterschule für Radioelektronik** wurde in Stalino eröffnet. Alle Lehrkräfte dieser Schule arbeiten ehrenamtlich.

▼ **Ein sowjetisch-britisches Abkommen** über die Zusammenarbeit auf dem Gebiet der friedlich Nutzung der Atomenergie wurde im Mai unterzeichnet.

▼ **Die ersten rumänischen TV-Geräte** „Electronica vs-43" sind in den Bukarester Electronica-Werken in die Serienproduktion gegangen. Noch in diesem Jahr werden 20 000 Fernsehempfänger eigener Produktion in den Handel kommen.

▼ Das erste ganz Schweden umfassende reguläre **Schul-Fernsehprogramm** hatte kürzlich seine Premiere.

▼ **Eine Münz-Fernseh GmbH** wurde in Köln gegründet.

▼ **Bei der Fertigung von Elektrolytkondensatoren** im VEB Kondensatorenwerk Freiberg soll die Durchlaufzeit mit Hilfe von verschiedenen Spezialmaschinen und -vorrichtungen von 14 Tagen auf drei Tage verkürzt werden.

▼ **Eine Versuchsanlage für Streckenfunk** wurde auf der Strecke Dresden—Glauchau aufgebaut. Durch diese Anlage ist der Kreisdispatcher in der Lage, mit den Lokführern der in seinem Streckenabschnitt befindlichen Lokomotiven während der Fahrt in Verbindung zu treten. Gleichzeitig kann der Lokführer — insbesondere bei Unregelmäßigkeiten — dem zuständigen Kreisdispatcher fernmündliche Mitteilungen machen.

▼ Der Forschungsrat beim Ministerrat der DDR hat entsprechend einem Beschluß des Präsidiums des Ministerrates die Vollmacht erhalten, entsprechend den festgelegten volkswirtschaftlichen und wissenschaftlich-technischen Schwerpunkten alle Forschungs- und Entwicklungsarbeiten zu koordinieren und zu lenken. Zum Sekretär des Forschungsrates, der gleichzeitig der Stellvertreter des Vorsitzenden des Forschungsrates ist, wurde Herr **Prof. Dr.-Ing. Hans Frühauf** ernannt. Er wurde zum Staatssekretär und Mitglied des Ministerrates berufen.

▼ **Ein Transistormagnetbandgerät,** das aus sechs Monozellen gespeist wird, die einen zwölfstündigen Betrieb ermöglichen, wird in der ČSSR gefertigt. Bandgeschwindigkeit 4,75 cm/s, Frequenzbereich 150···5000 Hz, Gewicht 3,4 kp.

▼ **40 000 tschechoslowakische TV-Geräte** werden in diesem Jahr in die DDR geliefert.

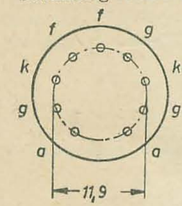
▼ **Etwa 800 000** Fernsehteilnehmer der Bundesrepublik empfangen täglich das Programm des Deutschen Fernsehfunks, schreibt der westdeutsche „Industriekurier" vom 30. 5. 1961.

▼ **Eine Zwei-Kanal-Stereofernsehanlage** wird im Pavillon „Radioelektronik und Verbindungen" auf der Unions-Volkswirtschaftsausstellung in Moskau gezeigt. Sie ermöglicht Aufnahme und Wiedergabe in drei Dimensionen und ist für die Industrie bestimmt.

▼ **Fernsehsatelliten** in den Weltraum zu schießen, hat die USA-Regierung der Telefon- und Telegrafen-Company genehmigt. Sie sollen zur Ausstrahlung des amerikanischen Fernsehprogramms über die ganze Erde verwendet werden.

▼ **Eine Ausstellung tschechoslowakischer Kerntechnik** wurde im Juni im Moskauer Polytechnischen Museum eröffnet.

▼ **Berichtigung:** In der Röhreninformation PC 86 im Heft 10 (1961) S. 325 hat sich in der Sockelschaltung leider ein Zeichenfehler eingeschlichen. An die Stifte 3 und 7 ist nicht das Gitter, sondern die Katode angeschlossen (s. Bild).



Fachtagung „Klimaschutz für Bauelemente der Nachrichtentechnik"

Der Fachverband Elektrotechnik der KDT FA 12 „Bauelemente der Nachrichtentechnik" veranstaltet am 27. und 28. September 1961 eine Fachtagung „Klimaschutz für Bauelemente der Nachrichtentechnik" mit folgenden Themen:

1. Standardisierung als Mittel zur Verbesserung des Klimaschutzes
2. Epoxydharz als Klimaschutz für Wandler und Bauelemente
3. Prüftechnologie bei Klimaeinflußprüfungen
4. Die Erteilung des Klimaschutzzeichens
5. Die klimagerechte Verpackung von Nachrichtengeräten
6. Klimatauglichkeit von Nachrichten- und Meßgeräten
7. Korreferat „Klimatauglichkeit von Bauelementen"

Änderungen vorbehalten.

Die formlosen Anmeldungen sind an das Sekretariat des Fachverbandes Elektrotechnik der KDT, Berlin W 8, Ebertstr. 27, zu richten. Tel. 22 55 31, App. 48 oder 49.

0,8 p schwere Tantalkondensatoren aus Freiberg

Noch in diesem Jahr wird im VEB Kondensatorenwerk Freiberg die Nullserie von Tantalkondensatoren anlaufen, die bisher nur in Westdeutschland und anderen kapitalistischen Ländern hergestellt werden und den westlichen Embargobestimmungen unterliegen. Auf Grund ihrer Unempfindlichkeit gegen Temperatureinflüsse und ihrer winzigen Abmessungen werden die Tantalkondensatoren besonders für den Bau von Spezialgeräten der Nachrichtentechnik benötigt. Die kleinsten dieser Kondensatoren, die in Freiberg zunächst für einen Spannungsbereich bis zu 25 V hergestellt werden, haben ein Gewicht von 0,8 p und sind nur wenige Millimeter groß. Die ersten Versuchsexemplare von Freiberger Tantalkondensatoren werden gegenwärtig in Betrieben der DDR-Nachrichten- und Regelungstechnik erprobt.

Die neuen Freiberger Kondensatoren sind das Ergebnis überbetrieblicher sozialistischer Gemeinschaftsarbeit zwischen Fachleuten des Freiberger Betriebes, Experten des EKB Bitterfeld, des Berliner Glühlampenwerkes und des Instituts für Nichteisenmetalle in Freiberg.

Die Technische Mitteilung 60 D 4

wurde vom Institut für Halbleitertechnik Teltow herausgegeben. Das Heft behandelt „Das Verhalten von Mischdioden im Mikrowellengebiet". An den Leser werden beträchtliche Anforderungen hinsichtlich der mathematischen Vorbildung gestellt, so daß die Schrift für Dipl.-Ingenieure und für Ingenieure, die auf diesem Spezialgebiet tätig sind, bestimmt ist.

Stereorundfunk in den USA

Ab 1. Juni dieses Jahres dürfen die UKW-Stationen in den USA ohne Sonderlizenzen Stereoprogramme ausstrahlen. Sie müssen dabei ein Verfahren benutzen, das eine Kombination aus zwei Vorschlägen ist und nun zur allgemeinverbindlichen Norm erklärt wurde. Es handelt sich um ein Verfahren, das mit einem Hauptträger und einem Hilfsträger im Multiplexsystem arbeitet. Die amerikanische Fernmeldebehörde FCC hat bei dieser Wahl insbesondere folgende Gesichtspunkte berücksichtigt:

1. Die Qualität des Signals des Hauptträgers darf durch das Multiplexverfahren nicht beeinträchtigt werden. Die Besitzer einkanaliger UKW-Geräte, die nur diesen Hauptträger empfangen können, sollen in der Lage sein, ein vollwertiges monaurales Programm zu hören, auch wenn dieses Programm stereofonisch aufgenommen und ausgestrahlt ist.
2. Die UKW-Sender sollen in der Lage sein, auch weiterhin im Multiplexverfahren ihre Sonderdienste auszustrahlen. Es handelt sich hier meist um Hintergrundmusik für Warenhäuser usw. Diese Spezialdienste benötigen auch weiterhin einen Hilfsträger des Senders, so daß jetzt die Sender der UKW-Stationen in den USA wie folgt arbeiten müssen: a) der Hauptträger enthält die eine Hälfte der Stereoinformation, die aber auch monaural wiedergegeben werden kann, b) ein erster Hilfsträger enthält die zweite Hälfte der Stereoinformation, c) ein zweiter Hilfsträger enthält den völlig getrennten Dienst der Hintergrundmusik.

Laut FCC gestattet das jetzt zur Norm erklärte Verfahren „eine gute technische Qualität, wobei der abträgliche Effekt auf den Hauptkanal für monauralen Empfang vernachlässigbar klein ist".

Das geplatzte Kartell

ist die Überschrift eines Artikels im Tagesspiegel vom 7. 5. 1961, aus dem wir im folgenden einige Auszüge veröffentlichen.

„Kein ganzes Jahr hat das Rundfunkkartell gehalten, auch durch mühsame Flickarbeit war es nicht mehr zu retten. Der Austritt der Firma Grundig hat ihm den letzten Halt genommen.

Zur Zeit ist der Markt mit etwa 400 000 unverkauften Fernsehempfängern überschwemmt, bis Juli werden es nach Meinung des Grundig-Generaldirektors Dr. Otto Sieweck ‚mindestens 700 000' sein. ... Und da die als ‚Altgeräte' bezeichneten 59-cm-Empfänger der Serie 1960/61 schon jetzt um etwa 150 bis 200 DM billiger sind als die auf der Hannovermesse angebotenen ‚Neuheiten', werden wohl diese Neuheiten so lange in den Lägern liegen, bis auch sie ‚Altgeräte' sind, denn neu ist an ihnen kaum etwas anderes als die Anordnung der Bedienungsknöpfe.

Inzwischen ist es deutlich geworden, daß die Produktion nicht den Absatz bestimmen kann, daß vielmehr die Absatzmöglichkeiten die Produktion bestimmen müssen ... Die Einzelhändler bereiten sich auf einen noch schlechteren Absatz vor — wenn er überhaupt noch schlechter werden kann ... Das Ableben des Kartells, das zwar formell noch besteht, aber zumindest vorläufig nicht mehr praktiziert wird, wird eigentlich von niemand bedauert. ... Die Branche hat ein schweres halbes Jahr vor sich. Einige Einzel- und Großhändler werden Verluste buchen müssen, die über ihre Kraft gehen; und auch mancher kleinere Hersteller wird die kommende Zeit nur mühsam überstehen — wenn er sie übersteht."

Roboter für Reaktorstation

Ein kompliziertes 350 t schweres Gerät, das als ferngesteuertes Wartungsgerät die Rolle eines „mechanischen Handlangers" in Leistungsreaktorstationen spielt, wurde kürzlich an einem großen gasgekühlten Graphitreaktor der AEC in Oak Ridge in Betrieb genommen. Auf Kommandos, die von einem abseits gelegenen Raum aus gegeben werden, installiert oder entfernt es Teile am Reaktor und vermag auch Einbaukorrekturen vorzunehmen.

radio und fernsehen

ZEITSCHRIFT FÜR RADIO · FERNSEHEN · ELEKTROAKUSTIK · ELEKTRONIK

10. JAHRGANG · 2. JULIHEFT 14 1961

T. JASZCZ

Die Standardisierung auf dem Gebiet der Halbleitertechnik in der DDR

Als vor etwa 12 Jahren in Amerika neue Bauelemente unter Verwendung von Halbleiterwerkstoffen, die heute allgemein bekannten Transistoren, entdeckt wurden, begann der Siegeszug der Halbleiterbauelemente in aller Welt. In der DDR hatte man damals noch viel zu sehr mit der Beseitigung der Kriegsschäden zu tun, um sich schon mit diesem so bedeutungsvollen Gebiet zu beschäftigen.

Erst im Jahre 1953 wurde in der DDR mit der Entwicklung und wenig später mit einer kleinen Produktion von Halbleiterbauelementen begonnen.

Im Jahre 1957 wurde der Beschluß gefaßt, in der DDR ein spezielles Produktionswerk für Halbleiterbauelemente zu projektieren und aufzubauen.

Der verspätete Beginn der Arbeiten bei uns auf diesem Gebiet führte dazu, daß wir gegenüber anderen Staaten einen Rückstand von mehreren Jahren zu verzeichnen haben, dessen Aufholung uns sehr viel Sorgen bereitet.

Jetzt wird mit aller Energie versucht, den Rückstand, der bei uns besteht, aufzuholen.

Im folgenden soll nun ausgeführt werden, welche Rolle die Standardisierung in diesem wichtigen Industriezweig spielt und welche Erfolge bisher zu verzeichnen sind.

In der ersten Entwicklungszeit der Halbleiterbauelemente — gemeint sind hier die Kristall-Halbleiterbauelemente — zeigte sich im Ausland, daß sich viele Stellen mit dieser bedeutungsvollen Technik beschäftigten und daß an vielen Stellen eine Vielzahl von Bauelementen entwickelt und hergestellt wurde, wobei die Zahlen der Anwendungen geringer waren als die Ausführungsarten der Bauelemente selbst. Das führte zu einem Typenwirrwarr, der den Anwendern dieser Bauelemente viel Schwierigkeiten bei der Konstruktion, Planung und besonders beim Service brachte.

Als man in der DDR begann, Halbleiterbauelemente herzustellen, bestand der Wunsch, Bauformen und Kenndaten der Bauelemente so zu gestalten, daß die Austauschbarkeit mit einer möglichst großen Zahl ausländischer Fabrikate gewährleistet ist. Das war zunächst insofern schwierig, als noch vor wenigen Jahren von einer Vereinheitlichung der Halbleiterbauelemente wenig zu erkennen war. Man entschied sich für die damals am häufigsten vorkommenden Typen. Es war allen Beteiligten klar, daß die Standardisierung der Halbleiterbauelemente bereits im frühesten Stadium erfolgen muß, um konzentriert und wirtschaftlich produzieren zu können.

Die erste Voraussetzung der Standardisierung war die Definition und Festlegung der für diese Technik speziellen Begriffe. Dem entsprechend wurde mit diesen Ausarbeitungen begonnen. Es bestehen heute verbindliche Standards dieser Art für Kristalldioden, TGL 6508, für Transistoren, TGL 6548 und für Kristallflächengleichrichter, TGL 8094. Diese standardisierten Begriffsbestimmungen ermöglichen die eindeutige Verständigung aller Beteiligten unter weitgehender Ausschaltung von Zweideutigkeiten und Mißverständnissen.

Der nächste Schritt in der Standardisierungsarbeit war die Ausarbeitung von Typ- und Maßstandards für Bauelemente.

Sobald bei der Entwicklung neuer Halbleiterbauelemente zu übersehen ist, welche Leistungen erreichbar sind und in welchen Gehäusen die Bauelemente untergebracht werden können, wird bei uns mit der Ausarbeitung von Typ- und Maßstandards begonnen.

Diese Typ- und Maßstandards beinhalten Angaben über die äußeren Abmessungen und Anschlüsse der Bauelemente und alle Daten, die zur Kennzeichnung der Qualität und zur Prüfung der Bauelemente erforderlich sind.

Die begrenzte Entwicklungs- und Produktionskapazität weist der Standardisierung den Weg, die Zahl der Bauelementegruppen auf den wichtigsten industriellen Bedarf zu beschränken, in diesem Bereich jedoch möglichst allen Forderungen gerecht zu werden. Diese typeneinschränkende Wirkung der Standardisierung gibt den Herstellern die Möglichkeit, sich in der Produktion auf eine bestimmte Zahl von Typen zu konzentrieren und große Stückzahlen an Fließbändern und später auch in automatisierten Fertigungsstraßen herstellen zu können, insofern als der störende und verteuernde Faktor der häufigen Produktionsumstellung entfällt. Die bei einer derart gleichmäßigen Massenproduktion sich ergebenden Verbesserungen und Einsparungen kommen den Anwendern und der Volkswirtschaft zugute. Die Disposition und Planung wird durch die Standardisierung ganz wesentlich erleichtert. Für den Anwender der Bauelemente ergibt sich außerdem der Vorteil, daß die im Standard festgelegten Werte gesetzliche Verbindlichkeit haben und den Hersteller zwingen, die vorgeschriebenen Qualitätsmerkmale einzuhalten.

Die gleichzeitig mit den Typ- und Maßstandards geschaffenen technischen Lieferbedingungen sichern darüber hinaus dem Verbraucher die Standfestigkeit der Bauelemente gegen bestimmte mechanische, thermische und elektrische Belastungen und enthalten Festlegungen über Prüfungen, Kennzeichnung, Verpackung und Lagerungsverhältnisse.

Von großer Bedeutung ist auch die Standardisierung der für die Produktion von Halbleiterbauelementen benötigten Maschinen, Vorrichtungen und Geräte. Die Halbleitertechnik erfordert vielfach neuartige Fertigungseinrichtungen, welche gemeinsam mit den neuen Bauelementen entwickelt werden. Zunächst hat man fast für jeden neuen Bauelementetyp besondere Einrichtungen konstruiert, während heute schon teilweise Betriebsmittel vorhanden sind, welche für eine ganze Anzahl von Typen Verwendung finden. Die Fortentwicklung zu ausgereiften, vielseitig verwendbaren, betriebssicheren und wirtschaftlich arbeitenden Fertigungseinrichtungen ist noch in vollem Fluß, so daß zunächst noch nicht allzuviel von diesen Geräten standardisierungsreif ist. Man hat jedoch bereits bei einigen Betriebsmitteln mit der Standardisierung begonnen. So werden z. Z. Läppmaschinen, speziell hergerichtet zum Planläppen der Kristalle, standardisiert; und für den Aufbau der Montagestraßen, welche von extrem trockner Luft bzw. von Schutzgasen durchflutet werden müssen, werden Standard-Baueinheiten geschaffen, welche nach dem Baukastensystem die Zusammensetzung von verschiedenen Montagestraßen für die unterschiedlichen Bauelemente gestatten. In beiden Fällen bietet die Standardisierung die Vorteile der serienmäßigen Herstellung und der Vorratswirtschaft, welche die üblichen langen Herstellungstermine ausschaltet und zur Verkürzung der Entwicklungsüberleitungen und des Aufbaus von Fertigungsstraßen beiträgt.

Auf dem Gebiet der Fertigungseinrichtungen wird es zur zwingenden Notwendigkeit, in der nächsten Zukunft eifrig zu standardisieren, da die Einrichtungen, welche in großer Zahl für den Aufbau der Halbleiterwerke benötigt werden, sich nur durch die vereinheitlichende Wirkung der Standardisierung auf wirtschaftliche Weise beschaffen lassen. Es muß unter Berücksichtigung unserer begrenzten Kapazität verhindert werden, daß mehrere Stellen gleichzeitig die gleichen Fertigungseinrichtungen konstruieren, und hierzu bietet sich die Standardisierung als wirkungsvolles Mittel an.

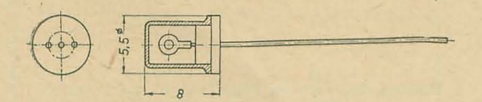


Bild 1: Ursprüngliche Bauform des OC 871

In diesem Zusammenhang sei nur auf die in allen Fertigungsbereichen einheitlich anwendbaren Schneidemaschinen für Kristalle, auf Legierungsöfen, Ätzeinrichtungen und einzelne Meßgeräte hingewiesen. Die gleiche Bedeutung hat die Standardisierung des Spezialmaterials. Das für die Herstellung der Halbleiterbauelemente benötigte Material muß in vielen Fällen von besonderer Reinheit sein. Es war zunächst in der DDR nicht möglich, derart reine Stoffe zu erhalten, so daß die Entwicklungen und Produktionsbetriebe der Halbleiterbauelemente gezwungen waren, die notwendigen Reinigungsprozesse selbst durchzuführen bzw. das hochreine Material zu importieren. Jetzt dagegen stellt ein Spezialbetrieb dieses her, und in Zusammenarbeit zwischen Verbrauchern und dem Hersteller sind Liefervereinbarungen mit Prüfvorschriften zur Überprüfung des Reinheitsgrades zustandegekommen. In Kürze wird für Indium mit der Reinheit von 99,999% ein Standard für verbindlich erklärt werden, und an einem Standard für Germanium, welches nach dem Zonenschmelzverfahren gereinigt ist, wird z. Z. gearbeitet.

Für die zum hermetischen Verschluß der Bauelemente benötigten Glas-Metallverschmelzungen, die Glasdurchführungen, sind Standards in Bearbeitung, welche noch in diesem Jahr zur Verbindlichkeitserklärung an das Amt für Standardisierung eingereicht werden.

Die Standardisierung der Glasdurchführungen führt zwangsläufig zu einer Beschränkung auf wenige Typen und ermöglicht damit die wirtschaftliche Massenproduktion dieser Bauteile. Sie zwingt aber auch, auf lange Sicht die Bauformen der Bauelemente festzulegen, um die eben erwähnte Wirtschaftlichkeit auf lange Zeit zu gewährleisten. Das bringt die Vorteile mit sich, daß nach erfolgter Standardisierung der Bauformen Entwicklung und Produktion in fest übersehbaren Bahnen verlaufen und die Lagerhaltung und Bevorratung ganz wesentlich erleichtern, vor allem aber die Kosten erheblich gesenkt werden können.

Neben den erwähnten Vorteilen sind durch die bei uns geübte verhältnismäßig frühe Standardisierung aber auch einige Probleme entstanden.

Als bei uns mit der Standardisierung der Begriffsbestimmungen begonnen wurde, waren im Ausland und in der Deutschen Bundesrepublik keine verbindlichen Standards bekannt bzw. gelangten diesbezügliche Informationen nicht zu uns. Die wenigen uns bekannten Vorschläge wurden bei unseren Ausarbeitungen berücksichtigt, da wir ja auf alle Fälle unsere Ausdrucksweise möglichst mit anderen internationalen Bezeichnungen abstimmen wollten. Etwa zum Zeitpunkt der Verbindlichkeitserklärung unserer Standards für Begriffsbestimmungen wurden uns Entwürfe der Internationalen Elektrotechnischen Commission (IEC), des Fachnormenausschusses Elektrotechnik der DBR (FNE) und des Rates der gegenseitigen Wirtschaftshilfe bekannt, welche mit unseren Ausarbeitungen nicht in allen Fällen übereinstimmten. Es ergibt sich konsequenterweise die Notwendigkeit der Überarbeitung unserer Standards.

Halbleiterbauelemente, welche zu einer Zeit entwickelt wurden, als IEC-Empfehlungen für Gehäuseabmessungen bei uns noch nicht bekannt waren, müssen, sofern sie der erwähnten Richtlinie nicht gleichen, entsprechend abgeändert werden. Derartige Umstellungen sind kostspielig und stören den Produktionsfluß. Die Einhaltung der internationalen Standarddimensionen gelingt nicht immer ohne Schwierigkeiten.

Da uns Einrichtungen für den fortgeschrittensten technologischen Fertigungsstand nicht immer zur Verfügung stehen und von uns selbst entwickelt werden müssen, wobei wir die erforderlichen Erfahrungen eben erst gewinnen müssen, ist es häufig der Fall, daß die ersten Entwicklungsergebnisse wohl den Funktionsbeweis der Bauelemente erbringen, die äußeren Abmessungen jedoch noch zu groß sind. So ist dann eine präzise Montage der Bauelemente erforderlich, um das eigentliche Halbleiterelement mit seinen Halterungen und Zuführungen in die standardisierten Gehäuse mit ihren knappen Abmessungen unterzubringen.

Hierzu ein Beispiel: der Transistortyp OC 871 wurde ursprünglich in einem Gehäuse untergebracht, welches mittels Weichlöten hermetisch verschlossen wurde. Aus der Darstellung der ursprünglichen Bauform (Bild 1) ist zu erkennen, daß zwischen dem eigentlichen Bauelement und dem Gehäuse noch einiger Zwischenraum vorhanden ist, welcher einen bequemen Einbau in das Gehäuse gestattet. Die äußeren Gehäuseabmessungen entsprechen jedoch nicht der Standardfestlegung. Daher stellten die Mitarbeiter der Standardisierungsplanaufgabe die Forderung auf Angleichung an Standardmaße. Besonders schwierig war es, die Höhe von 5,5 mm einzuhalten. Bild 2 zeigt die Standardabmessungen. Da die Dimension des Ringbasisbleches nicht wesentlich verkleinert werden konnte, mußte dieses um 90° versetzt eingebaut werden, wobei, wie aus Bild 3 ersichtlich, bei dieser Lösung nur einige Zehntel Millimeter Zwischenraum bis zum Gehäuse verbleiben und deswegen eine sehr genaue Montage Voraussetzung ist.

Die aufgeführten Probleme und Schwierigkeiten sollten jedoch nicht überschätzt werden in Anbetracht der vielen Vorzüge, welche die frühzeitige, gründliche und alle Gebiete umfassende Standardisierung der Halbleitertechnik gibt.

Bei diesem Überblick über die Standardisierung der Halbleitertechnik in der DDR wurden nur die wichtigsten Standardisierungsarbeiten geschildert, und es wurde darauf verzichtet, Einzelheiten über alle verbindlichen und in Vorbereitung befindlichen Standards zu bringen.

Obwohl die junge, noch keineswegs ausgereifte Halbleitertechnik infolge der noch im Fluß befindlichen Fortentwicklung vielfach eine Standardisierung derzeit noch nicht ermöglicht, zeichnet sich doch schon ab, daß auch auf diesem Gebiet, zusammen mit der Entwicklungsarbeit, die Standardisierung die neue Technik fördert, indem sie folgende Vorteile schafft:

1. Vereinheitlichung der Begriffe und Symbole unter Berücksichtigung der internationalen Vereinbarungen, dadurch allseitige Verständigungsmöglichkeit.
2. Festlegung der äußeren Abmessungen der Bauelemente und Einschränkung der Typen, dadurch Austauschbarkeit im internationalen Maßstab und Ermöglichung einer konzentrierten und wirtschaftlichen Fertigung.
3. Durch Vereinbarungen zwischen Herstellern und Verbrauchern wird gleichmäßige Qualität garantiert und Planung auf lange Sicht ermöglicht, außerdem werden Ersatzlieferungen gewährleistet.
4. Für die Erprobung neuentwickelter Bauelemente und für die Ausrüstung neuer Produktionsstätten wird durch Standardisierung der Fertigungseinrichtungen die kurzfristige Beschaffung derselben ermöglicht, und die bisher nicht behebbaren langen Zeiten für Anfertigung der Einrichtungen werden entfallen.

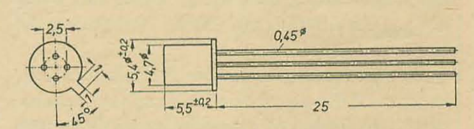


Bild 2: Standardabmessungen des Gehäuses mit Automatisierungsnase und viertem Anschluß

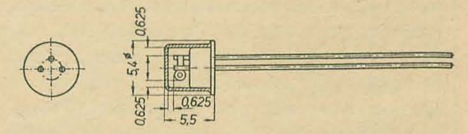


Bild 3: Unterbringung des Halbleiterelementes in dem standardisierten Gehäuse

5. Durch Schaffung von Standards für spezielle Halbleitermaterialien wird den Herstellern der Halbleiterbauelemente die Möglichkeit geboten, geeignetes, reines Material in gleichbleibender Qualität zu erhalten und weniger auf Importe angewiesen zu sein.

Diese, durch die bei uns wirksame umfassende Standardisierung erwirkten Vorteile haben bisher schon geholfen und werden in der Zukunft noch weit mehr dazu beitragen, daß die Entwicklung und Produktion von Halbleiterbauelementen, ausgerichtet auf bestimmte Ziele, ohne Ablenkung und ohne nutzlose Verzettelung, den bestehenden Rückstand in relativ kurzer Zeit aufholen wird.

ALBERT TEWES

Interessante Transistoranwendungen

Während noch vor wenigen Jahren die Anwendungsmöglichkeiten des Transistors auf den Bau kleiner Verstärker mit verhältnismäßig geringen Ausgangsleistungen beschränkt waren, verwendet man ihn heute nicht nur dort, wo bisher ausschließlich Elektronenröhren das Feld beherrschten, sondern auch in Gebieten, in denen Röhren niemals zur Anwendung gekommen sind. So können beispielsweise Transistoren die gleichen Funktionen wie Ferrite mit Rechteck-Hystereseschleife ausführen. Derartige Bauelemente werden in der Impulstechnik als bistabile Speicher und ähnliche Einrichtungen für Rechen- und Steuerungsanlagen benötigt.

Ein auf einem ganz anderen Gebiet liegendes Beispiel stellt die Anwendung von Transistoren in Trägerfrequenzanlagen dar. Diese Anlagen müssen außerordentlich zuverlässig und jederzeit betriebsbereit sein, so daß nur die Speisung aus Batterien in Betracht kommt. Mit Röhren wäre hier der Aufwand an Batterien unwirtschaftlich hoch, außerdem ist der Platzbedarf einer mit Röhren bestückten Trägerfrequenzanlage recht groß. Eine weitverbreitete Anwendung finden solche Anlagen in Energieversorgungsnetzen, bei denen Informationen über das Starkstromnetz von einem Kraftwerk an eine Kontrollstation gegeben werden sollen. Hierbei wird die codemodulierte Trägerfrequenz, die zwischen 30 kHz bis zu einigen hundert kHz liegen kann, in das Starkstromnetz eingekoppelt und am Empfangsort über eine Weiche abgenommen. Die für den Trägerfrequenzoszillator notwendige Frequenzumtastung läßt sich auf zweierlei Wegen erreichen. Man kann beispielsweise zwei Quarzoszillatoren benutzen, wobei die Frequenz jedes Oszillators durch Zuschaltung einer kleinen Kapazität etwas herabgesetzt werden kann. Eine Trägerfrequenz von 200 kHz wird dann durch Überlagerung der Schwingungen eines 2-MHz-Oszillators mit denen eines 2,2-MHz-Oszillators erreicht. Schaltet man den erwähnten Zusatzkondensator dem frequenzbestimmenden Kreis des ersten Oszillators parallel, so wird die Schwebungsfrequenz etwas größer als 200 kHz. Sie ist kleiner als 200 kHz, wenn der Kondensator an den zweiten Oszillator geschaltet wird.

Eine bessere Lösung ist die Verwendung von zwei Quarzen in einem Oszillator (Bild 1).

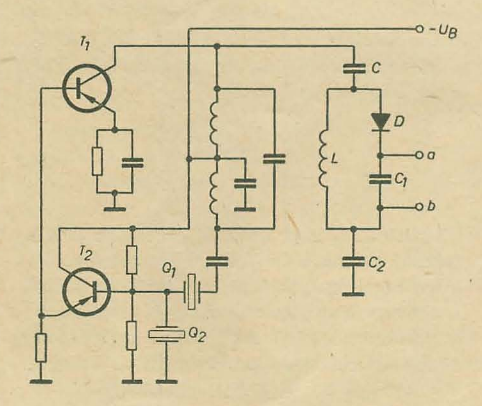


Bild 1: Oszillator mit Frequenzumtastung für Trägerfrequenzanlagen

Durch Zuschaltung einer Impedanz wird die Oszillatorfrequenz von der Eigenfrequenz des einen Quarzes auf die des anderen umgesteuert. Der Transistor T_1 arbeitet als Hartley-Oszillator. Der übliche Hartley-Kreis wird durch einen weiteren Transistor T_2 und ein Quarznetzwerk im Rückkopplungsweg erweitert. Durch die Quarze erfolgt die Frequenzänderung zwischen den beiden Werten, die den positiven und negativen Spitzen der Diskriminatorkurve des zugehörigen Empfängers entsprechen. T_2 arbeitet hier in Kollektorschaltung und wirkt als hochohmige Pufferstufe. Auf diese Weise wird das frequenzbestimmende Netzwerk nicht mehr durch den niederohmigen Eingangswiderstand von T_1 belastet. Durch Parallelschaltung der Kapazität C wird die Oszillatorfrequenz um einige Promille von der Mittenfrequenz nach oben bzw. unten verschoben. Es wird einfach die Vorspannung der Diode D geändert; ist der Punkt b positiver als Punkt a, ist die Diode geöffnet, damit liegt C parallel zur Schwingkreiskapazität und die Frequenz nimmt ab. Die in der Schaltung weiter gekennzeichneten Kondensatoren C_1 und C_2 dienen zur Ableitung der Trägerfrequenz nach Masse. Die Drossel L hat die Aufgabe, das Anlegen des Steuerpotentials an die Diode zu ermöglichen, ohne daß dadurch die Kontrollspannungsquelle die an der Diode stehende Trägerspannung kurzschließt.

Die Verwendung von Transistoren im Fernsehempfänger ist ebenfalls interessant. Das gilt besonders für solche Geräte, die man als Reise-TV-Empfänger bezeichnet, die also unterwegs auch aus der Wagenbatterie betrieben werden können. Außer beim Tuner ergaben sich hier einige Schwierigkeiten beim Entwurf eines ausschließlich mit Transistoren bestückten Videoverstärkers. Man verlangt von ihm eine Ausgangsspannung von minimal 40 V zur Aussteuerung der Bildröhre, eine etwa 50- bis 100fache Spannungsverstärkung und nicht mehr als 3 dB Verstärkungsabfall an den Grenzen 30 Hz und 4 (besser 4,5) MHz. Der im Bild 2 gezeigte dreistufige Videoverstärker erfüllt diese Forderungen zu einiger Zufriedenheit. Jede der ersten beiden Stufen besitzt eine lineare Verstärkung von etwa 3, während bei der dritten Stufe durch den hochohmigen Lastwiderstand ein Verstärkungsfaktor von 10 ... 12 erreicht wird. Wie auch bei mit Röhren bestückten Videoverstärkern ist der Kompensation des Frequenzganges Aufmerksamkeit zu widmen. Bei den hohen Frequenzen wird diese im vorliegenden Beispiel durch die Induktivitäten in den Kollektorkreisen von T_1 bis T_3 und die Kapazitäten und Reihenschaltungen in den Emitterkreisen herbeigeführt. Die in der Speiseleitung liegenden RC-Kombinationen dienen zur Entkopplung der Stufen. Zu beachten ist, daß für den

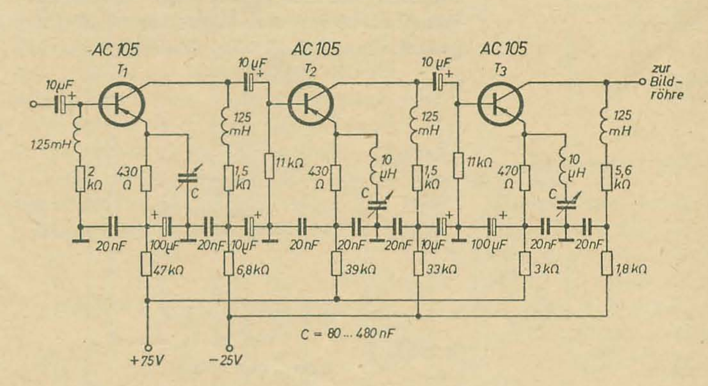


Bild 2: Transistorisierter Videoverstärker

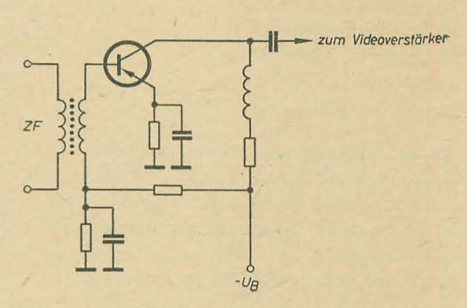


Bild 3: Transistor-Videogleichrichter

Videoverstärker Transistoren mit einer Grenzfrequenz von mindestens 15 MHz Verwendung finden sollen.

Einen mit einem Transistor aufgebauten Videogleichrichter zeigt die Schaltung Bild 3. Dioden lassen sich im transistorisierten TV-Empfänger nur dann verwenden, wenn der sich anschließende Videoverstärker aus der dann hochohmigen Quelle gespeist werden kann, ohne daß dabei allzu große Verluste auftreten. Zu beachten ist ferner, daß bei geringer Eingangsspannung der Wirkungsgrad der Demodulation stark absinkt. Ein Transistor kann dagegen auch auf einen niederohmigen Videoverstärkereingang mit gutem Wirkungsgrad arbeiten. Die hierfür erforderliche ZF-Spannung braucht nur etwa 0,1 V gegenüber minimal 0,5 V bei Diodendemodulation zu betragen. Den transistorisierten Videodetektor kann man auch als erste Stufe des Videoverstärkers (Bild 2) auffassen. Die Gleichrichtung erfolgt an der Emitter-Basis-Strecke, am Transistorkollektor tritt die gleichgerichtete und verstärkte Videospannung auf. Die breitbandige Verstärkung der Zwischenfrequenz im TV-Empfänger macht verhältnismäßig wenig Schwierigkeiten. Bild 4 zeigt zwei Stufen eines TV-ZF-Verstärkers (der insgesamt allerdings 5 ... 6 Stufen benötigt). Man erreicht bei diesem Schaltbeispiel die optimale Verstärkung bei 5 MHz Bandbreite durch

Übertragerkopplung zwischen den Stufen. Die erforderliche „Bandfiltercharakteristik“ erreicht man durch versetzte Abstimmung der einzelnen Kreise gegen die Mittenfrequenz. Es ist zweckmäßig, die ZF so niedrig zu wählen,

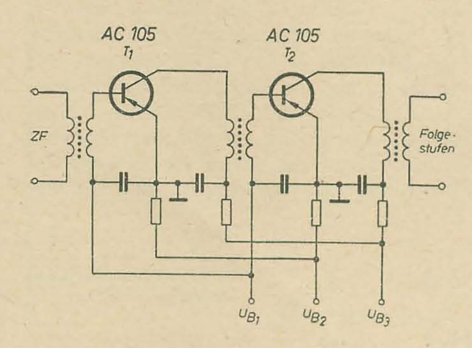


Bild 4: Zwei ZF-Stufen eines transistorisierten TV-ZF-Verstärkers

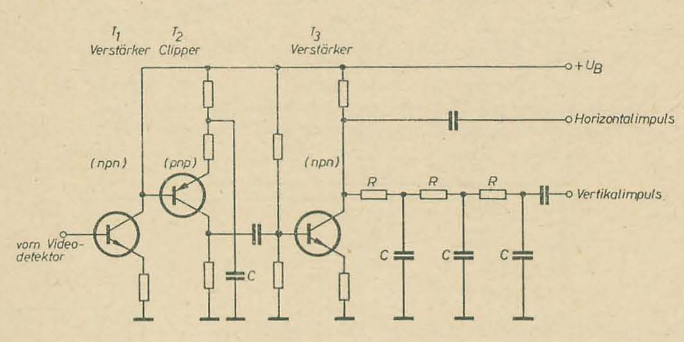


Bild 5: Trennschaltung für die Synchronimpulse

daß eine Leistungsverstärkung von mindestens 15 dB je Stufe erreicht wird, da sonst die Stufenzahl zu groß wird. Andererseits ist aus der Technik der TV-Empfänger bekannt, daß die ZF möglichst hoch liegen soll, um Spiegelfrequenzen und Pfeifstellen auszuschließen.

Transistoren für die breitbandige HF-Verstärkung im TV-Tuner befinden sich neuerdings auch schon in der Fertigung (Siemens-Typ AFY 12 und Valvo-Typ AF 102 mit einer Grenzfrequenz von 260 MHz). Die für die Synchronisation der Kippteile im Signalgemisch vorhandenen Impulse werden entweder am Gleichrichter oder hinter dem Videoverstärker abgenommen. An diesen Stellen müssen die Impulse zunächst vom Videosignal getrennt und dann in Horizontal- und Vertikalimpulse aufgespalten werden. Bild 5 zeigt die Schaltung einer Trennstufe für Abnahme der Synchronimpulse hinter dem Videogleichrichter. In einer npn-Stufe in Emitterschaltung werden die Impulse verstärkt, einem galvanisch gekoppelten pnp-Transistor zugeführt und hinter diesem in Horizontal- und Vertikalimpulse zerlegt. Die Polarität des Videosignals ist so zu wählen, daß die Impulse an der Basis des Transistors T_2 als negative Spannungen auftreten und damit den Transistor öffnen und den Kondensator C umladen. Der Arbeitspunkt von T_2 ist also derart einzustellen, daß dieser durch die an der Basis normalerweise wirkende gegen den Emitter positive Spannung gesperrt wird und nur die negativen Impulse T_2 öffnen. Transistor T_3 verstärkt die Impulse noch in ihrer Höhe; an seinem Kollektor stehen die Horizontalimpulse direkt zur Verfügung. Die Vertikalimpulse werden durch Integration in der RC-Kette gewonnen.

Zur Erzeugung der Bildröhrenanodenspannung sind mehrere Wege gangbar. Man kann sie, wie auch bei Röhrenempfängern üblich, aus der Horizontalablenkschaltung gewinnen, oder einen besonderen Gleichspannungswandler benutzen. Zweckmäßig dürfte es ein, einen mit einem Transistor bestückten 10,25 kHz Hartley-Oszillator zu verwenden. Die erzeugte Wechselspannung (die am besten durch die Horizontalfrequenz synchronisiert wird, um Bildstörungen auszuschließen) wird von der Schwingspule durch eine Wicklung mit sehr hoher Windungszahl abgenommen, gleichgerichtet und gesiebt.

Von großem Interesse ist die Betrachtung der Probleme, die bei gemeinsamer Anwendung von Transistoren und Magnetkernen in Impulsschaltungen auftreten. Im Bild 6 ist ein einstufiger Transistorverstärker gezeichnet, der auf einen Magnetkern mit Rechteckhysterese arbeitet. Der Transistor wirkt in der Hauptsache als Schalter, der vom Eingangsimpuls u_e gesteuert wird. Im Bild 7 ist der Umlauf des Arbeitspunktes des Transistors im Kennlinienfeld und im Bild 8 der des Magnetkernes in der BH-Ebene dargestellt. Bevor ein Impuls an den Eingang der Schaltung gelangt, liegt der Arbeitspunkt des Transistors im Punkt A (Bild 7). Ebenso befindet sich der Arbeitspunkt des Magnetkernes infolge des Rückstellgleichstromes in negativer Flußsättigung im Punkt A (Bild 8). Beim Einschalten des Steuerimpulses läuft der Kollektorarbeitspunkt entlang des Weges AB, bis die Koerzitivkraft H_c des Kerns erreicht ist. Der Weg AB entspricht einem kurzgeschlossenen Arbeitswiderstand des Transistors. Folgt nun der Kollektorarbeitspunkt dem Weg BC, so kommt infolge der Flußänderung im Magnetkern von $-\Phi_m$ auf $+\Phi_m$ die Ausgangsspannung u_a zustande; während dieses Überganges arbeitet der Transistor auf einen hohen Außenwiderstand. Ist der Magnetkern positiv gesättigt, so fällt der Kollektorarbeitswiderstand sehr schnell fast auf Null ab, und der Arbeitspunkt läuft jetzt den Weg CDE. Auf diesem Wege ist der Kollektorstrom nur entsprechend der Höhe des aus der Impulsquelle entnommenen Eingangssignals begrenzt. Der Arbeitspunkt verharrt im Punkt E, solange der Steuerimpuls andauert. Während dieser Zeit tritt die maximale Kollektorverlustleistung auf. Nach Ablauf des Steuerimpulses gelangt der Arbeitspunkt wieder auf dem Weg EA zu seinem Ausgangspunkt zurück, während der Kern durch den Rückstellstrom auf dem Wege EFA zurückgelangt.

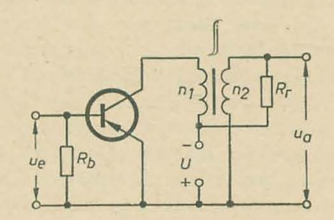


Bild 6: Transistor mit Magnetkern (Rechteckferrit)

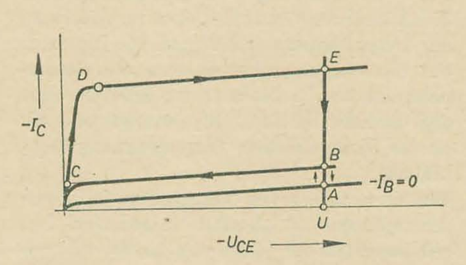


Bild 7: Arbeitspunktumlauf beim Transistor

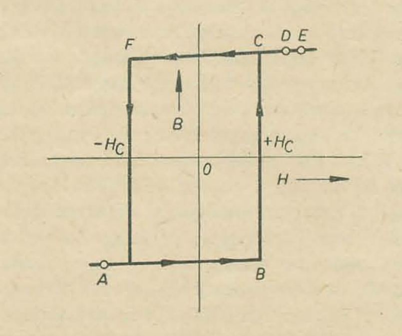


Bild 8: Arbeitspunktumlauf bei einem Rechteck-Hysterese-Ferritkern

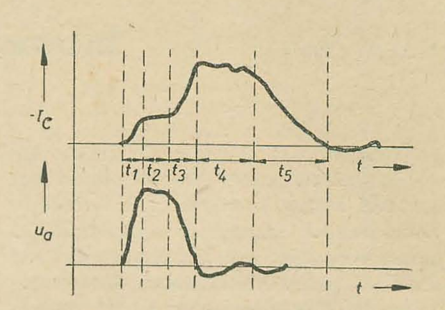


Bild 9: Kollektorstrom $-I_C$ und Ausgangsspannung u_a

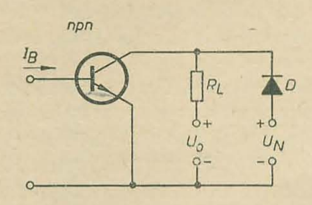
Die Kurvenform des Kollektorstromes und die Sekundärspannung an der Wicklung n_2 des Kernes sind im Bild 9 gezeichnet. Hierin bedeuten t_1 die Zeit für den Weg ABC (Transistoranstiegszeit), t_2 ist die Dauer des Koerzitivstromes (Breite des Ausgangsimpulses). Für diese Zeit gilt die Beziehung

$$t_2 = \frac{2 n_1 \Phi_m}{U} \tag{1}$$

Man erhält t_2 in s, wenn Φ_m in Weber (Voltsekunden) und U in V eingesetzt werden. Wird der Kern gesättigt, so fließt der Strom durch den Transistor weiter (t_3), bis der Steuerimpuls beendet ist. In der Zeit t_4 tritt die höchste Kollektorverlustleistung auf. Bei großer Impulsfolgezeit T gilt angenähert

$$t_4 \ll T \tag{2}$$

Für diesen Fall darf die Kollektorverlustleistung den nach den Kenndaten des gewählten Transistors zulässigen Wert weit überschreiten. Beim Abklingen des Steuerimpulses ist die Abnahme des Kollektorstromes durch die mit t_s bezeichnete Abfallzeit des Transistors begrenzt.
Die Impulsfolgefrequenz einer Transistorschalteranordnung wird durch Speichereffekte, die im Transistor während der Sättigung auftreten, erheblich begrenzt. Zur Vermeidung dieser unerwünschten Sättigungserscheinungen kann man entsprechend Bild 10 eine Diode als Blockierung in die Schaltung einfügen (Blockierschaltung, „Clamping"). Fällt die Kollektorspannung U_{CE} auf den Blockierwert



Bi d 10: Blockierschaltung mittels Diode

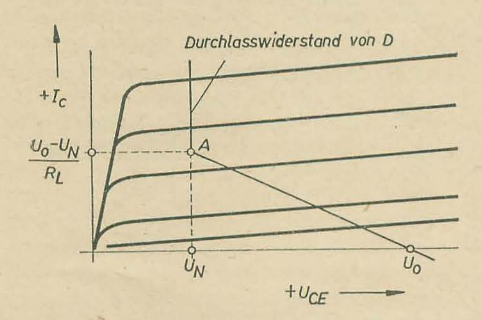


Bild 11: Arbeitskennlinie der Kombination Transistor-Diode

U_N (s. a. Bild 11), so beginnt die Diode D zu leiten, so daß die Kollektorspannung nicht unter den Wert U_N absinken kann. Diese „Blockierwirkung" läßt Bild 11 deutlich erkennen; es ergibt sich jetzt eine am Punkt A geknickte Arbeitskennlinie. Der Strom durch den Lastwiderstand R_L wird auf den Wert

$$I_{L\,max} = \frac{U_0 - U_N}{R_L} \qquad (3)$$

begrenzt. Andererseits begrenzt der Basisstrom (Steuerstrom) I_B den Kollektorstrom des Transistors, so daß hierfür die Beziehung

$$I_{C\,max} = \beta \cdot I_{B\,max} \qquad (4)$$

gilt. Durch die Blockierdiode D fließt die Differenz zwischen Kollektor- und Arbeitsstrom. Wird der Basisstrom plötzlich auf den Wert $I_B = 0$ gesenkt, so fließt der Strom durch R_L trotzdem noch weiter, bis der Kollektorstrom gerade auf den durch Gl. (3) gegebenen Wert des Arbeitsstromes abgefallen ist.
Damit der Wirkungsgrad des Schalters groß wird, wenn der Transistor vollständig leitet, muß die Blockierspannung so niedrig wie möglich (das heißt nur etwas über der Sättigungsspannung des verwendeten npn-Transistors) eingestellt werden. Da man Blockierspannungen von unter 1 V kaum erzeugen kann, wurde eine andere Methode entwickelt, die den geringen Spannungsabfall an einer sich im Durchlaßzustand befindlichen Diode ausnutzt (Bild 12). Es ist bei dieser Schaltung Voraussetzung, daß an der Diode D_N ein höherer Spannungsabfall in Durchlaßrichtung auftritt als an der Gegenkopplungsdiode D_S. Man erreicht dies dadurch, daß man für D_N eine Siliziumdiode und für D_S eine Germaniumdiode verwendet. Sofort nach Einsetzen der Blockierung fällt bei dieser Schaltung das Verhältnis von Kollektor- zu Basisstrom. Die Gegenkopplung über die Diode D_S bewirkt, daß nach Einsetzen der Blockierung die übermäßige Aussteuerung des npn-Transistors unterbleibt. Der Arbeitsstrom kann auf diese Weise sehr rasch einschwingen, wenn der Transistor geöffnet wird; einer ungewollten und unerwünschten Impulsverbreiterung beim Sperren des Transistors wird jedoch entgegengewirkt.
Für viele Zwecke der Meßtechnik ist die sogenannte Darlington-Schaltung — eine Art Kaskodeschaltung mit Transistoren — sehr beliebt. Die beiden pnp-Transistoren T_1 und T_2 werden nach Bild 13 so zusammengeschaltet, daß sie eine neue Einheit mit drei Anschlüssen bilden. Man wendet diese Schaltung an, wenn man einen Transistor mit einem Stromverstärkungsfaktor $h_{21b} \approx 1$ gewinnen will (dann wird nämlich h_{21e} sehr groß). Sind h_{21b1} und h_{21b2} die Stromverstärkungsfaktoren der bei-

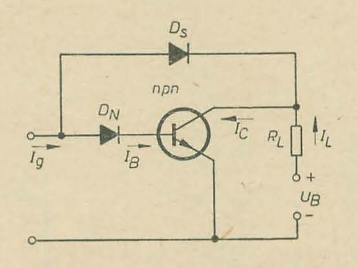


Bild 12: Blockierschaltung mit zwei Dioden

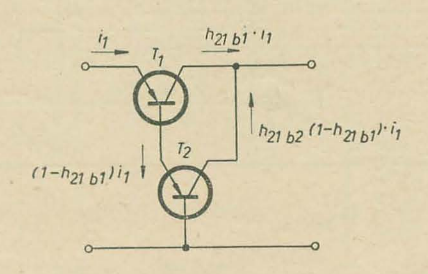


Bild 13: Darlington-Schaltung

den Transistoren T_1 und T_2, so ist der Stromverstärkungsfaktor der neugebildeten Einheit

$$h_{21b} = h_{21b1} + h_{21b2} - h_{21b1} \cdot h_{21b2}. \qquad (5)$$

Ist beispielsweise $h_{21b1} = h_{21b2} = -0{,}98$, so liefert Gl. (5) für den Stromverstärkungsfaktor der Kombination $h_{21b} = -0{,}9996$. Die Eigenschaft dieser Schaltung, die Belastung auf zwei Transistoren aufzuteilen, läßt sich beim Bau von Leistungsstufen mit kleinem Klirrfaktor, in der Größenordnung von 0,5% für eine A-Verstärkerstufe mit 100% Überlastbarkeit, ausnutzen.
In logischer Fortsetzung dieses Verfahrens kann man auch drei oder mehr Transistoren

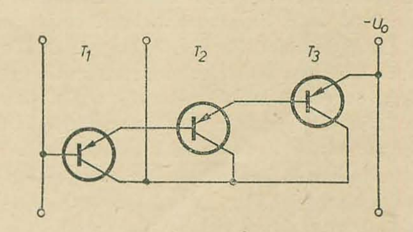


Bild 14: Prinzip der mehrstufigen Darlington-Schaltung

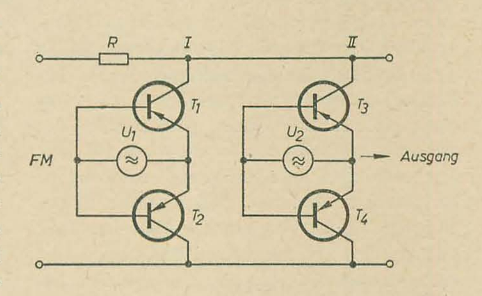


Bild 15: Begrenzerprinzip mit vier Transistoren

in Darlington-Schaltung betreiben, wie es Bild 14 für drei Transistoren zeigt.
Zum Schluß seien noch die Begrenzerschaltungen für niedrige Spannungen angeführt. Man benötigt sie beispielsweise im FM-Empfänger mit Transistoren. Im Gegensatz zum Röhren-FM-Empfänger wird man den größten Teil des Verstärkungsbeitrages im Transistorempfänger in den NF-Teil und einen geringeren in den ZF-Teil verlegen. Man erreicht mit dieser Maßnahme eine bessere Ausnutzung der gesamten für einen Empfänger zur Verfügung stehenden Transistorzahl. Das setzt aber voraus, daß man die FM-Demodulation und eine wirkungsvolle Begrenzung bereits bei kleinen Spannungen durchführen kann. Vor allem der Begrenzer muß schon bei sehr kleinen Spannungen in der Größenordnung von 4 ... 20 mV zufriedenstellend arbeiten.
Das Prinzip des Begrenzers zeigt Bild 15. Durch die Gegentaktschaltung der jeweils zwei Transistoren heben sich die Gleichrichterwirkungen der beiden nicht vorgespannten Emitter-Basis-Strecken auf und treten im Ausgangswiderstand nicht in Erscheinung. Das FM-Eingangssignal wird für die Steuerung der beiden Scheinwiderstände I und II verwendet. Die beiden Spannungen U_1 und U_2 werden den beiden Transistorpaaren gegenphasig zugeführt. Damit fließt durch den Zweig I im wesentlichen die eine Halbwelle des Eingangsstromes, durch den Zweig II die andere. Mit dieser Schaltung wird das angestrebte Ziel erreicht, daß nämlich bei Eingangsspannungen über etwa 0,1 V die Ausgangsspannung konstant bleibt; die Ausgangsspannung beträgt etwa 30 mV.

Lichtblitzstroboskop für die Tonmeßtechnik

H. BRYNICH

Die fortschreitende Entwicklung der Technik, insbesondere von kinematischen Laufwerken, schnellen Maschinen usw. verlangt immer bessere Prüf- und Untersuchungsverfahren für die Einzelteile und für die Geräte selbst. Die bisher üblichen Untersuchungsmethoden genügen daher oft nicht mehr. Es ergibt sich die Forderung, einzelne Teile vor dem Einbau oder an dem fertigen Gerät bei der Betriebsgeschwindigkeit beobachten zu müssen. Die Beobachtung defekter Antriebsorgane (schlagende Umlenkrollen, defekte Zahnrollen, unrunder Lauf des Antriebsmotors usw.) für obengenannte Laufwerke und Maschinen unter Betriebsbedingungen ermöglicht eine wesentliche Senkung der Reparaturzeit. Die Lösung dieser Aufgabe, schnelle, periodische Bewegungsvorgänge in ihren Einzelheiten sichtbar zu machen, fällt der Stroboskopie, dem Lichtblitzstroboskop zu. Das Wesen der Stroboskopie besteht darin, einen periodischen Bewegungsvorgang für die Beobachtung mit dem Auge scheinbar zum Stillstand zu bringen. Das geschieht dadurch, daß in jeder Bewegungsperiode der Vorgang nur für kurze Zeit sichtbar wird und ferner die Phasenlage des beobachtenden Moments die gleiche bleibt. Ist die Frequenz des Bewegungsvorganges genügend groß, so zieht das Auge infolge seiner Trägheit die einzelnen Bildeindrücke zusammen, so daß der Beobachter den Eindruck erhält, das beobachtete Teil stünde in der betreffenden Phasenlage still.

Beschreibung der Schaltung

Zur Erzielung einer ausreichenden Frequenzstabilität wird die Betriebsspannung im Netzteil des Lichtblitzstroboskopes elektronisch stabilisiert. Weitere Bauteile des Gerätes sind der Frequenzgenerator Rö$_{2.2}$, der Frequenzmesser Rö$_1$, die Synchronisierungsstufe Rö$_{2.1}$ und die Endstufe zur Erzeugung der Zündimpulse Rö$_8$. Die Heizspannung des Frequenzmessers und des Frequenzgenerators sind mit einem Eisenwasserstoffwiderstand (Rö$_4$) stabilisiert. Eine zweite nicht stabilisierte Betriebsspannung (Rö$_3$) dient zur Versorgung der Blitzröhre. Der elektronische Netzteil erhält seine Betriebsspannung über einen Zweiweggleichrichter. Verwendung finden hierbei Germaniumflächengleichrichter vom Typ OY 113 oder OY 114. Als zweckmäßig erweist es sich jedoch, bei Neubauten die Spannungsverdopplerschaltung nach *Greinacher* anzuwenden. Die sich daraus ergebenden Vorteile wären eine Verkleinerung des Wickelraumes und gegebenenfalls des Kernquerschnittes vom Netztrafo sowie eine Verringerung der benötigten Anzahl von Einzelgleichrichtern obengenannten Typs.

Die verwendete Stromregelröhre Rö$_5$ des elektronischen Netzteiles verträgt eine maximale Belastung, die etwa das Doppelte des betrieblichen Wertes erreicht. Es besteht demnach eine ausreichende Überdimensionierung zugunsten der Lebensdauer. Die Einstellung des richtigen Arbeitspunktes der Stromregelröhre erfolgt mit dem Regler R$_{41}$ auf 200 V Betriebsspannung bei voller Belastung und 220 V Netzspannung.

Die zweite nicht stabilisierte Betriebsspannung (Rö$_3$) dient zur Versorgung der Blitzröhre. Die Wechselspannung wird über die Gleichrichterröhre vom Typ EY 81 (Einweggleichrichter) gleichgerichtet und über eine Siebschaltung bestehend aus RC-Gliedern der Blitzröhre zugeführt. Das RC-Glied R$_{29}$ und C$_{23}$ bildet hierbei eine Zeitkonstante, die so bemessen wurde, daß keine Dauerentladung der Blitzröhre eintritt; andererseits bestimmt diese Zeitkonstante die optimale Blitzfolge. Die Taste T$_1$ dient zur kurzzeitigen Erhöhung der Betriebsspannung für die Blitzröhre um etwa 100 V. Dadurch ergibt sich eine Steigerung der Helligkeit. Da hierdurch eine sehr starke Wärme-

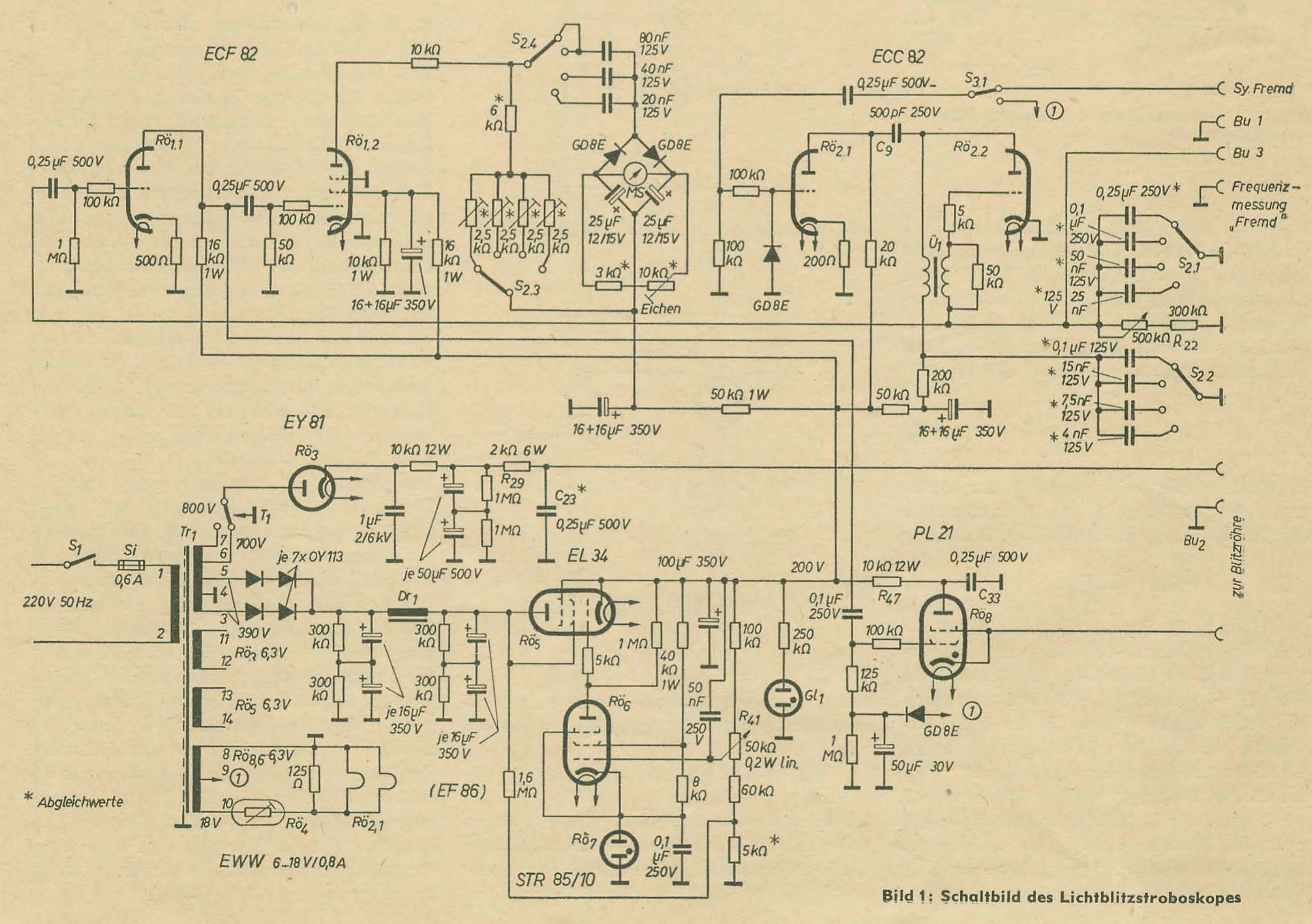


Bild 1: Schaltbild des Lichtblitzstroboskopes

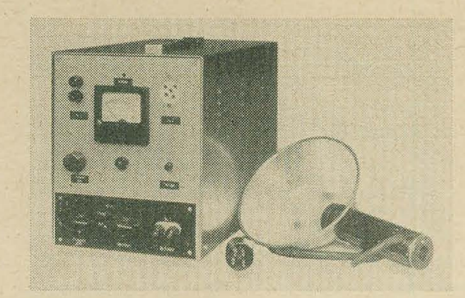


Bild 2: Gesamtansicht

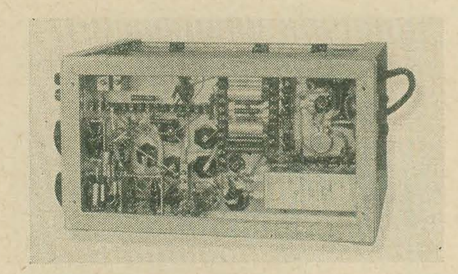


Bild 3: Verdrahtung

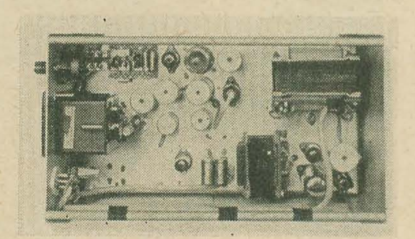


Bild 4: Anordnung der Bauteile

entwicklung einsetzt, ist dieser Knopf nur kurzzeitig zu benutzen.

Die Generatorstufe $Rö_{2.2}$ ist als normaler Sperrschwinger aufgebaut, wobei das erste System der $Rö_2$ zur Synchronisierung des Sperrschwingers benutzt wird. Dieses Röhrensystem arbeitet im Ruhezustand mit dem Arbeitspunkt auf dem geradlinigen Teil der Kennlinie. Bei anliegender Synchronspannung ergibt sich eine Verschiebung des Arbeitspunktes nach dem oberen Kennlinienknick und erzeugt so durch einsetzenden Gitterstrom eine Begrenzung der positiven Halbwelle. Die negative Halbwelle wird durch die parallel zu g_1/Masse liegende Kristalldiode stark begrenzt, so daß durch beide Maßnahmen an der Anode des Triodensystems schon bei kleinen Synchronspannungen eine Begrenzung einsetzt. Dieser Rechteckimpuls wird durch ein Differenzierglied der Anode des Sperrschwingersystems zur Synchronisation zugeführt. In den vorliegenden Mustergeräten wird diese Differenzierung mit einem Kondensator über den gesamten Frequenzbereich von 10 bis etwa 200 Hz erreicht. Daraus resultiert ein mit steigender Frequenz ansteigender Synchronisierzwang. Bei Neubauten müßte dieser Kondensator C_9 durch vier Einzelkondensatoren ersetzt werden, die wahlweise mit dem Schalter „Frequenz grob" eingeschaltet werden, so daß sich über den gesamten Frequenzbereich ein annähernd gleichmäßiger Synchronisierzwang ergibt.

Zur Steuerung des Frequenzmessers $Rö_{1.2}$ und der Zündröhre $Rö_8$ werden die Sägezahnimpulse des Sperrschwingers dem Triodenteil der Röhre $Rö_1$ zur Verstärkung zugeführt. Von der Anode dieses Systems werden die Impulse in der richtigen Phasenlage der Zündröhre $Rö_8$ und zur Impulsformung der Begrenzerröhre des Frequenzmessers zugeführt. Zur Frequenzmessung wurde das Meßverfahren der Kondensatorumladung angewandt.

Die Zündröhre ist im Ruhezustand gesperrt durch die anliegende Gleichspannung der Diode D_4. Der im Anodenkreis liegende Vorwiderstand R_{47} in Verbindung mit C_{33} ergibt eine Zeitkonstante, die eine Dauerentladung des Thyratrons verhindert und ferner in Abhängigkeit von der Frequenz den maximalen Impulsstrom bestimmt. Dieser Impulsstrom fließt katodenseitig über eine Zündspule, deren Sekundärseite Impulsspitzenspannungen bis zu 15 kV erzeugt. Diese Impulspannungen werden der Zündelektrode der Blitzröhre zugeführt und dienen zur Zündeinleitung.

Die Zündspule ist im Lampenstab angeordnet, so daß sich von der Sekundärseite eine sehr kurze Leitungsführung zur Zündelektrode der Blitzröhre ergibt. Durch geeignetes Umwickeln einer Zündspule des Lampenstabes Typ B 70 (VEB Elgawa Plauen) erreicht man obengenannte Impulsspannungen. Innerhalb des Lampenstabes befindet sich außerdem eine Miniaturglimmlampe, die die vorhandene Betriebsspannung (etwa 800 V) für die Blitzröhre anzeigt.

Inbetriebnahme

Das Gerät wird an das Wechselstromnetz (220 V, 50 Hz) angeschlossen. Für eine gute Erdung des Gerätes ist zu sorgen. Die Leistungsaufnahme des Gerätes schwankt je nach der eingestellten Blitzfrequenz um etwa 55 bis 80 VA. Die Blitzröhre bzw. der Lampenstab wird über ein Anschlußkabel durch einen unverwechselbaren fünfpoligen Stecker mit dem Gerät verbunden. Die Anschlußbuchse Bu_2 befindet sich an der Frontplatte. Der Netzschalter steht zunächst auf „Aus". Bei Inbetriebnahme des Gerätes leuchtet die Glimmlampe an der Frontplatte unterhalb des Instrumentes nach etwa 1 min auf und zeigt, daß das Gerät unter Spannung steht. Nach weiteren 5 ... 10 min ist das Gerät betriebsbereit. Der Netzschalter S_1 und das Sicherungselement sind an der Rückseite des Gerätes angebracht. Die Frequenz des zu beobachtenden Bewegungsvorganges wird abgeschätzt und durch den links unten liegenden Bereichsschalter S_2 (Frequenzen grob) der Frequenzbereich gewählt. Durch die darüberliegende Feineinstellung R_{22} wird der Bewegungsablauf scheinbar für das Auge zum Stillstand gebracht. Die Frequenz des Vorganges kann am Instrument abgelesen werden. Um die tatsächliche Zahl der Blitzfrequenz zu erhalten, müssen die vom Instrument angezeigten Skalenteile im Bereich 1 und 2 mit 0,5, im Bereich 3 mit 1 und im Bereich 4 mit 2 multipliziert werden.

Will man einen Vorgang stroboskopieren, der mit der Netzfrequenz oder einer Harmonischen abläuft, so kann das Gerät nach ungefährer Einstellung auf 50 Hz durch Betätigen des Schalters S_3 mit der Netzfrequenz synchroni-

Technische Daten

Netzspannung: 220 V/50 Hz

Leistungsaufnahme: maximal 80 VA

Lichtblitzfrequenzumfang einstellbar in vier Grobstufen:

8 ··· 25 Hz
25 ··· 50 Hz
50 ··· 100 Hz
100 ··· 200 Hz

Feinregelung innerhalb jeder Stufe

Dauer eines Lichtblitzes: etwa $\leq$ 1 ms

Frequenzstabilität bei 220 V $\pm$ 10 % Netzspannungsschwankung von 8 ··· 200 Hz: $<$ 1 %

Abmessungen: Länge 370 mm, Breite 210 mm, Höhe 250 mm

Gewicht: etwa 12 kp

Wickeldaten

Netztrafo Tr_1

M 102a Dyn. Bl. IV 0,35 wechselseitig geschichtet

Wicklung	Windungen	Drahtdurchmesser in mm
I	900	0,38 CuL
II	2 × 1555	0,20 CuL
III	1235 + 412	0,10 CuL
IV	29	0,75 CuL
V	29	0,75 CuL
VI	29	0,75 CuL
VII	29	0,70 CuL
VIII	29	0,90 CuL

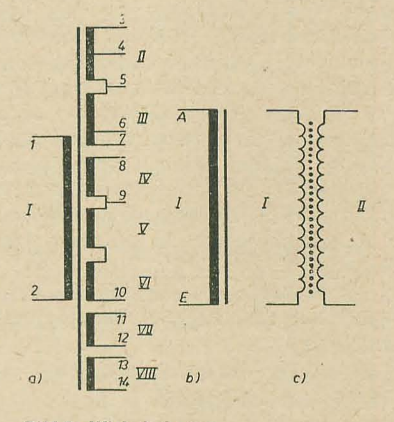


Bild 5: Wickelschema
a) Netztrafo Tr_1,
b) Siebdrossel Dr_1,
c) Übertrager $Ü_1$

Siebdrossel Dr_1

M 74 Dyn. Bl. IV 0,35 × 0,2 einseitig geschichtet

Wicklung	Windungen	Drahtdurchmesser in mm
I	4750	0,22 CuL

Übertrager $Ü_1$

M 30/7 Permanorm D 1 wechselseitig geschichtet

Wicklung	Windungen	Drahtdurchmesser in mm
I	200	0,27 CuL
II	400	0,24 CuL

siert werden. Eine weitere Stellung dieses Schalters ermöglicht eine Fremdsynchronisierung über den gesamten Frequenzbereich. Der Anschluß eines beliebigen, dem mechanischen Bewegungsvorgang angepaßten elektrischen Umformers (Generator) kann an die Buchsen Bu_1 erfolgen. Die von außen aufzudrückenden Spannungsstöße zur Fremdsynchronisierung müssen etwa 4 ... 10 V betragen. Die Synchronisierung „Fremd und Netz" wird durch Umschalten von S_3 in Stellung „Aus" wieder gelöst. Eine Überprüfung der erzeugten Impulsfrequenzen einschließlich des Frequenzmessers kann durch Anschluß einer geeigneten Frequenzmeßeinrichtung an die Buchsen Bu_3 erfolgen. Die Ausgangsspannung beträgt über alle Frequenzen etwa 1 V. Beim Ausschalten des Gerätes wird der Netzschalter auf „Aus" geschaltet.

Literatur

Stabilisierungen von Gleichspannungen; Funk und Ton 3 (1951)
Ein direkt anzeigender Frequenzmesser für NF; Funktechnik 12 (1952)
The Strobolyzer; Elektronik World Dez. (1959)

Weichlöttechnik für gedruckte Schaltungen

Die Verlötung von gedruckten Schaltungen war bisher noch recht problematisch, weil bei der Kolbenlötung nicht der gewünschte Rationalisierungseffekt erreicht werden kann und weil bei der Tauchlötung immer noch zu viel störende und schlecht kontrollierbare Einflüsse wirksam werden.

Der nachfolgende Beitrag behandelt eine interessante Weichlötmaschine, die nach dem „Fließlötverfahren" (Flowsolder-Verfahren) arbeitet, wobei die gedruckte Schaltung waagerecht über eine stehende Welle flüssigen Zinns läuft, die durch eine Breitschlitzdüse erzeugt wird. Einfache Transporteinrichtungen, gleichbleibende Qualität der Lötstellen, leichter Typenwechsel, schonende Behandlung der Platten und hohe Arbeitsgeschwindigkeit sollen die besonderen Vorteile dieses Verfahrens sein.

Für die Einführung von gedruckten Schaltungen sind u. a. folgende Gesichtspunkte maßgebend:

Übersichtlicher Schaltungsaufbau mit einfacher Kontrollmöglichkeit,
leichte Austauschbarkeit von Baugruppen,
sichere Befestigung der Schaltungskomponenten,
sichere Verlötung in einem Arbeitsgang, da alle Lötverbindungen in einer Ebene liegen.

Verlötung von gedruckten Schaltungen

Tauchlötung

Als naheliegende Lötmethode für gedruckte Schaltungen bietet sich die Tauchlötung in flachen, gleichmäßig beheizten Bädern an. Leiterplatte und Lötbadoberfläche müssen in parallele Position und dann miteinander in Kontakt gebracht werden. Es werden dabei folgende Methoden unterschieden:

a) Senkrechte Bewegung der Platte auf den Zinnspiegel. Voraussetzung: Mechanische Vorrichtung für Absenken, Verweilen und Hochfahren der Platten, für Entfernung von Krätze auf der Zinnoberfläche vor jeder Lötung, Einrichtung zum Vermeiden von Flußmittel- und Gasblasen sowie „Eiszapfen" wie: Vibratoren, Schaukelvorrichtungen usw. Die genaue Kontrolle der Zinnspiegelhöhe ist von besonderer Wichtigkeit.

b) Senkrechte Bewegung des Zinnspiegels gegen die Platte. Voraussetzung: Dieselbe wie unter a), jedoch komplizierter, zumal wenn selektiv, d. h. mit gegen die Platte gefahrenen, zinngefüllten Röhrchen gearbeitet wird.

c) Gewinkeltes Aufsetzen und Abheben der Platte. Voraussetzung: Flaches Lötbad mit möglichst zwei abgeschrägten Seitenwänden, so daß die Platte schräg an die Badoberfläche heran-, waggerecht darauf entlang- und schräg wieder abgehoben werden kann. Der Effekt wird noch verbessert, wenn die Platte etwas bogenförmig gekrümmt werden kann. Vorrichtungen für die Entfernung von Krätze und komplizierte Zuführungseinrichtungen sind auch hier notwendig.

Alle drei Methoden (Bilder 1a ... 1c) setzen nur ein einfaches temperaturgeregeltes, flaches Lötbad, aber komplizierte Hilfseinrichtungen voraus. Sie haben zudem den Nachteil, daß sich nur Platten bis zu einer bestimmten maximalen Größe (kleiner als Lötbadoberfläche) verlöten lassen.

Fließlötung

Voraussetzung: Horizontale Bewegung der Platte durch den Kamm einer Welle, die durch das Ausströmen von Lötzinn aus einem horizontalen Längsschlitz erzeugt wird. Während die Leiterplatte in einer gradlinigen Bewegung verbleibt, ist die Zinnoberfläche gekrümmt und verlötet kontinuierlich zonenweise die Platte (Bild 2). Die Transporteinrichtung für die Platte ist einfach. Die gedruckte Schaltung kommt stets mit reinem oxydfreien Lötzinn in Berührung. Flußmitteldämpfe können ungehindert entweichen, und „Eiszapfenbildung" kann sicher verhindert werden. Das fließende Lötzinn führt zu innigem Kontakt zwischen Leiterplatte und Anschlußenden der Komponenten. Sämtliche Einrichtungen für die Temperaturregulierung, Zinnzufuhr und Regulierung der Wellenhöhe sind in einer Maschine vereinigt, die für Leiterplatten beliebiger Länge benutzt werden kann. Daher kurze Umrüstzeiten bei Typenwechsel.

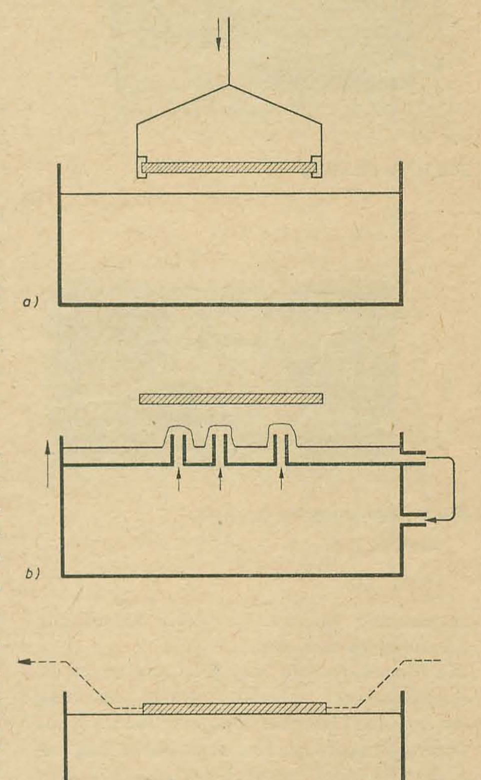


Bild 1: Schematische Darstellung des Tauchlötens, a) senkrechte Bewegung der Leiterplatte auf den Zinnspiegel, b) senkrechte Bewegung des Zinnspiegels gegen die Leiterplatte, c) gewinkeltes Aufsetzen und Abheben der Leiterplatte

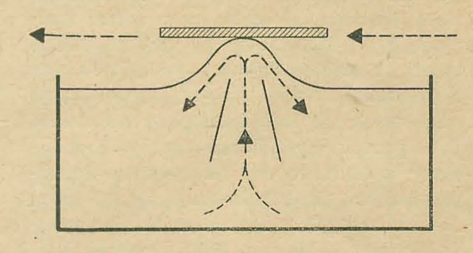


Bild 2: Schematische Darstellung der Fließlötung

Besondere Vorteile der Fließlötung

Das Fließlötverfahren löst durch seine Natur der gekrümmten Zinnoberfläche und der ständig bewegten Zinnfüllung viele Schwierigkei-

ten, die sich beim Tauchlöten in flachen Bädern mit ruhender Zinnmasse nur schwer bewältigen lassen:

1. Beim Tauchlötbad bedarf es gewisser Einrichtungen, wie Vibratoren, gewinkeltem Aufsetzen und Abheben usw., damit überschüssige Flußmittel und Flußmittelgase entweichen können, ehe das geschmolzene Zinn die Kupferfolie verzinnt und die Verbindungen verlötet. Ein gewinkeltes Abheben von der Badoberfläche ist oft notwendig, damit Zinnüberschüsse ins Bad zurücktropfen können. Sonst gibt es „Brücken" und „Eiszapfen". Bei der Fließlötung sind gewinkeltes Aufsetzen und gewinkeltes Abheben durch die gekrümmte Form der Zinnwelle gewährleistet. Diese Form, zusammen mit der Spülwirkung des flüssigen Zinns, verhindert das Verfangen von Gasblasen und sichert gute Lötstellen. An der Austrittsseite der Schaltung aus dem Zinnwellenkamm sorgt ein spezieller Wellenformer für die Unterdrückung der „Eiszapfen".
2. Die Tauchlötung eignet sich schlecht für lange, schmale Platten, wie sie oft verwendet werden.
   Im Fließlötverfahren lassen sich auf der 25 cm breiten Welle Platten beliebiger Länge bis zu einer Breite von 23 cm verlöten. Kleinere Platten können zu mehreren nebeneinander angeordnet werden.
3. Bei der Tauchlötung muß der kontinuierliche horizontale Fertigungsfluß durch vertikale Bewegungen unterbrochen werden. Die Fließlötmaschine kann in vorhandene Transportvorrichtungen eingebaut werden und vermeidet Unterbrechungen im Fertigungsfluß. Sie erleichtert die Automation.
4. Bei einem Tauchlötbad erleidet die Oberfläche des geschmolzenen Zinns durch Wärmeentzug eine Abkühlung, die wegen der mangelhaften Konvektion ungleichmäßig sein kann.
   Bei einer Fließlötmaschine kommt die Leiterplatte in Kontakt mit ständig fließendem Lötzinn, das von tief unter der Badoberfläche angepumpt wird. Die Lötungen erfolgen bei konstanter Temperatur und gewährleisten bei kurzer Lötzeit fortlaufend gleich gute Lötstellen. Zweimaliges Löten, das bei Tauchlötbädern gerne angewandt wird, ist beim Fließlötverfahren nicht notwendig.
5. Beim Tauchlötverfahren müssen Abstreifvorrichtungen die Badoberfläche vor jeder Lötung reinigen oder es müssen oxydverhindernde Abdeckmittel verwendet werden. In der Fließlötmaschine ist das Zinn, das durch den Schlitz von unterhalb der Badoberfläche nach oben quillt, ständig rein und frei von Oxyd und Krätze.

Beschreibung der Weichlötmaschine

Die Flowsolder-Maschine dient zum Verlöten von gedruckten Schaltungen nach dem Fließlötverfahren. Sie besteht aus zwei Teilen: Dem elektrisch beheizten Lötgerät mit Pumpe und Pumpenantrieb und dem Kontrollgerät mit Zeitschaltuhr und Thermostat.
Das Lötgerät (Bild 3) besteht aus einem rechteckigen Tank aus Fluß-Stahl für einen Inhalt von etwa 250 kp geschmolzenen Zinns. Die

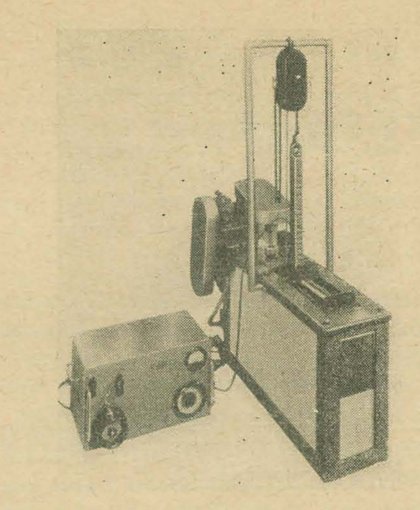


Bild 3: Weichlötmaschine mit Kontrollgerät für Fließlötung

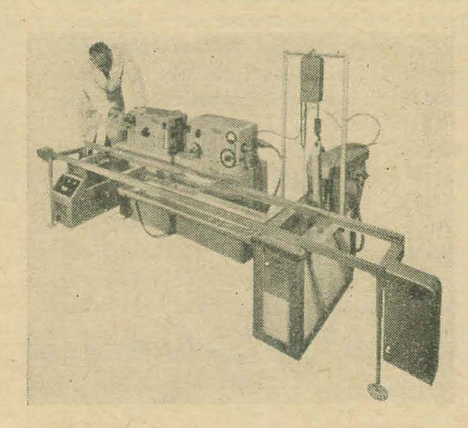


Bild 4: Gesamte Weichlötanlage mit Zubehör

Außenmaße des wärmeisolierten Gehäuses mit emalliertem Metallrahmen und Abdeckplatte betragen etwa: 24 cm Breite, 74 cm Tiefe, 48 cm Höhe, Leergewicht etwa 70 kp.
Wesentliches Merkmal des Lötgerätes ist die Lötzinnwelle, die durch eine vertikale Flügelpumpe erzeugt wird. Diese Pumpe drückt das flüssige Lötzinn durch Strömungsrichter und eine Umlenkleitung in eine schmale Düse mit horizontalem Schlitz, der sich geringfügig über die Oberfläche des Zinnspiegels erhebt. Das Metall fließt über die beiden langen Kanten der Schlitzdüse, kehrt in das Metallbad zurück und wird erneut in die Leitung hineingepumpt. Pumpe und Leitung liegen vollständig unterhalb des Zinnspiegels. Die Metallpumpe wird durch einen 0,25-PS-Einphasen-Induktionsmotor mit stufenlos regelbarem Kopp-Getriebe angetrieben. Pumpe und Pumpenwelle bestehen aus Edelstahl, die Welle läuft in Teflon-Lagern. Die Pumpe erzeugt eine 10 ... 15 mm hohe und 25 cm breite Welle flüssigen Lötzinns. Die Heizung besteht aus zwei Tauchheizkörpern von je 2,25 kW, die über einen Tauchfühler vom Kontrollgerät thermostatisch gesteuert werden. Die normale Zinntemperatur liegt zwischen 220 und 250 °C. An einem Gestänge ist die automatische Lötstangenzuführung aufgehängt, die, durch einen Schwimmer gesteuert, stets dafür sorgt, daß der Zinnspiegel die gleiche Höhe hat.
Die günstigste Fahrgeschwindigkeit der Schaltungsplatten liegt zwischen 60 und 120 cm/Minute.
Das Kontrollgerät ist 42 cm lang, 23 cm tief und 27 cm hoch. Es enthält alle notwendigen Schalt-, Regel- und Kontrollgeräte und ist mit zwei Kabeln und einer Kapillarleitung von 2 m Länge mit dem Lötgerät verbunden. Es kann in der Nähe des Lötgerätes beliebig aufgestellt werden.
Es enthält einen Hauptschalter mit Kontrolllampe und Sicherung, eine 7-Tage-Zeitschaltuhr, die das Lötgerät am Wochenende außer Betrieb setzt, jedoch rechtzeitig vor Arbeitsbeginn die Heizung ein- und bei Arbeitsende ausschaltet; einen Thermostat, der für Einhaltung der eingestellten Zinntemperatur sorgt, die dafür notwendigen Relais, ein Amperemeter für die Überwachung der Heizkörper und den Motorschalter.

Nach Informationsmitteilungen der Firma ERNST SACHS

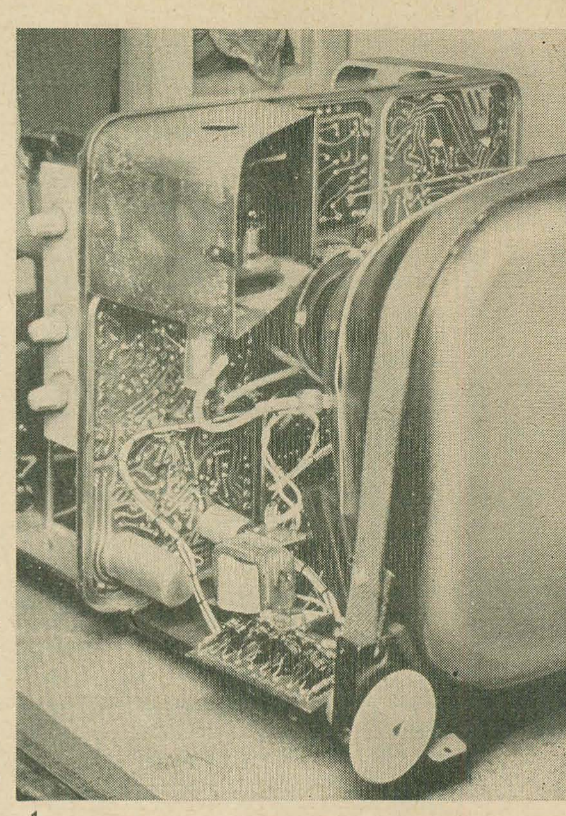
Verringertes Rauschen bei UHF

Anläßlich einer Pressekonferenz in Heilbronn demonstrierten Mitarbeiter von Telefunken, wie man das Rauschen bei UHF entscheidend reduzieren kann. Das Prinzip ist folgendes: Verwendet man statt des normalen UHF-Tuners mit zwei Röhren PC 86 einen Vorverstärker mit einer Tunneldiode oder einen parametrischen Vorverstärker, so setzt man den Rauschfaktor von 15 kT_0 auf etwa 3 bzw. 1,2 kT_0 herab.
Diesen Versuchen lag eine Antennenspannung von 5 ... 6 μV zugrunde. Beim normalen Tuner entstünde dadurch ein völlig verrauschtes Bild. Bei Verwendung des Vorverstärkers mit einer Tunneldiode ergab sich ein gutes und bei Betrieb mit dem parametrischen Verstärker ein völlig rauschfreies Bild. Einige Schwierigkeiten bestehen bei diesen neuartigen Verstärkern bei ihrer Stabilität. Es ist jedoch gelungen, den parametrischen Diodenverstärker bis zu Eingangsspannungen von 50 mV, den Vorverstärker mit Tunneldiode bis zu Eingangsspannungen von 3 mV zu stabilisieren. Diese beiden neuen Verstärker sind nicht nur für das UHF-Gebiet interessant, indem sie die Rauschzahl unter die für das VHF-Fernsehen übliche reduzieren können, sondern auch für die Bänder I und III. Bei der Demonstration wurde für die Bildübertragung ein Fernsehgenerator mit einer Ausgangsfrequenz von 176 MHz verwendet, die in einem parametrischen Aufwärtsmischer mit 374 MHz auf die Sendefrequenz von 550 MHz transponiert wurde.

NEWA

Ein neuer sowjetischer TV-Empfänger

Hiermit stellen wir unseren Lesern einen neuen sowjetischen TV-Empfänger vor. Dieser ist besonders deshalb so interessant, weil sämtliche Baugruppen durch einfache Steckverbindungen leicht ausgewechselt werden können und somit dem Reparaturdienst die Arbeit sehr erleichtert wird. Nach unseren Informationen soll der Preis des Gerätes etwa 120 neue Rubel betragen. Der nachfolgende Beitrag bringt keine Schaltungseinzelheiten, sondern vermittelt das Wesentlichste dieser neuen „Steckeinheiten".

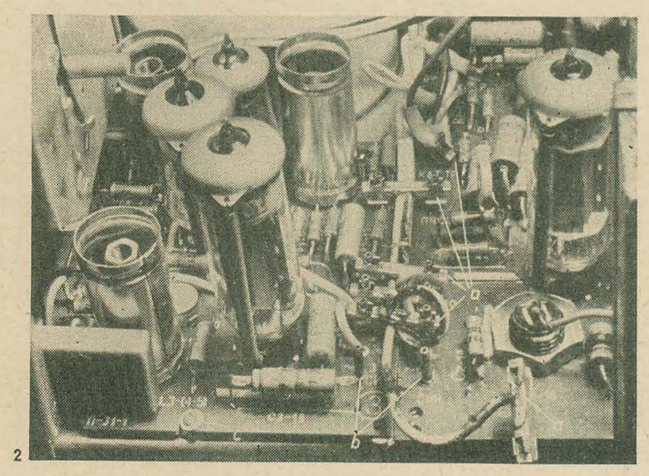


1

Der Empfänger ist in gedruckter Schaltung ausgeführt und besteht aus den sieben Baugruppen: Kanalwähler (1), Bild-ZF-Verstärker (2), Ton-ZF-Verstärker und Ton-NF-Verstärker (3), Lautsprecher mit Ausgangstrafo (4), Zeilengenerator (5), Bildkippgenerator (6) und Netzteil (7).
Bild 1 zeigt die Rückansicht des Chassis. Auf dem Bild läßt sich gut die Rahmenbauweise mit den aufgesetzten Druckplatinen erkennen. Die Platinen sind mit Schrauben, die zur Masseverbindung dienen, und Splinten befestigt.
Wie aus Bild 2 zu ersehen ist, besteht die elektrische Verbindung der Platinen aus Kontaktbrücken (a) und Kontraktstiften (b). Die Kontaktstifte haben Ähnlichkeit mit Röhrenstiften der 6er Serie. Auf dem Bild ist gleichzeitig eine Erdungsschraube (c) zu erkennen. Zu beachten ist, daß auch Hochfrequenzverbindungen mit diesen Kontaktbrücken hergestellt werden.
Bild 3 zeigt nocheinmal zwei Kontaktbrücken, davon eine als reine Brücke und die andere mit Zuführungsanschluß.
Die Anordnung des Netzgleichrichters in Brückenschaltung ist aus Bild 4 ersichtlich. Auch die kleine Gleichrichterplatine ist in Druckschaltung ausgeführt und mit Steckkontakten versehen. Die Größe der Germaniumgleichrichter ist im Vergleich zu den 0,25-W-Widerständen gut zu erkennen.

Den Aufbau des Gehäuses zeigt Bild 5. Es besteht aus einem dem Duroplast ähnlichen Material. Das Gehäuseaußenteil und die Blende werden durch zwei Schrauben (a) und Steckverbindungen (b) sicher mit dem Chassis verbunden, so daß sich eine erstaunliche Stabilität ergibt.
Der elektrische Aufbau des Empfängers läßt darauf schließen, daß es sich bei der Schaltung um Standardbaugruppen handelt (Baugruppe 1, 2, 3, 5, 6, 7). Als Besonderheit der Baugruppe 2 ist die erstmalige Ausrüstung des ZF-Verstärkers mit einem M-Filter zu bemerken.
Als Bildröhre wird der bekannte Typ 35 LK 2 b verwendet.

D. Lehmann



2

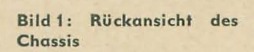


Bild 1: Rückansicht des Chassis

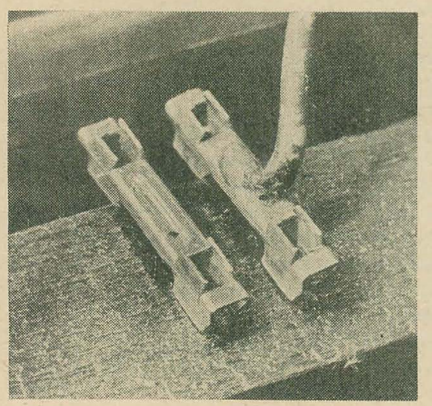
Bild 2: Steckverbindungen zwischen den Baugruppen Kontaktbrücken a), Kontaktstifte b), Erdungsschraube c)

Bild 3: Kontaktbrücken, rechts mit Zuführungsdraht

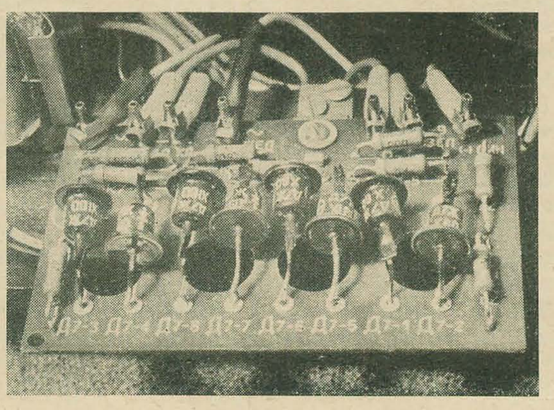
Bild 4: Platine mit Netzgleichrichter

Bild 5: Ausbau aus dem Gehäuse a) Befestigungsschrauben b) Schlitze für die Steckhalterung

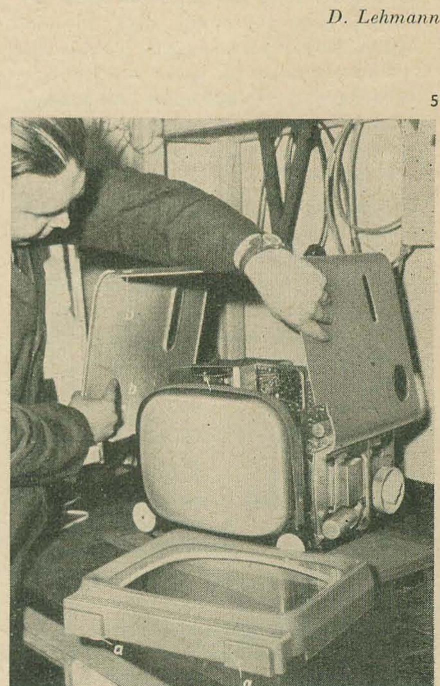
3



4



5



Ing. MANFRED PULVERS

Gegentakt-Ausgangsübertrager

Entsprechend der Lage (Steigung) der Widerstandsgeraden im Ausgangskennlinienfeld ist im Kollektorkreis eines Transistors der Widerstand R_l wirksam. Ist der Ausgangsübertrager $Ü_2$ mit einem reellen Widerstand R_A abgeschlossen — siehe hierzu Bild 103 — so ergibt sich ein Übersetzungsverhältnis von

$$\frac{\frac{w_1}{2}}{w_2} = \sqrt{\frac{R_l}{R_A}} \quad \text{bzw.} \quad ü = \frac{w_1}{w_2} = \sqrt{\frac{4 \cdot R_l}{R_A}}. \tag{98}$$

Demnach ist an den beiden Anschlußpunkten 1 und 2 des Übertragers der Widerstand $4 \cdot R_l$

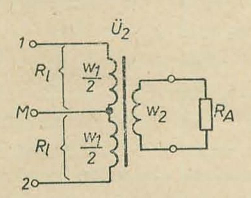


Bild 103: Gegentakt-Ausgangsübertrager

wirksam. Für die zu übertragende untere Grenzfrequenz ist auch hier wieder die Induktivität L_1 maßgebend. Es gelten grundsätzlich die im Abschnitt „Übertragerkopplung" in radio und fernsehen 6 (1961) S. 175 und 176 angestellten Überlegungen, jedoch mit dem Unterschied, daß hier wegen der eingangs gestellten Forderung nach möglichst hoher Ausgangsleistung keine Anpassung des Arbeitswiderstandes R_A an die Transistor-Leistungsstufe vorgenommen wird.

Ausgehend von Gl. (66) findet man:

$$L_1 = \frac{1}{2\pi \cdot f_u} \cdot \frac{R_g \cdot R_l}{R_g + R_l}.$$

Der Generatorwiderstand R_g, gegeben durch den Innenwiderstand des Transistors, ist praktisch sehr viel größer als R_l ($R_g \gg R_l$). Somit kann man setzen:

$$L_1 = \frac{R_l}{2\pi \cdot f_u}. \tag{99}$$

Diese Gleichung bezieht sich auf eine Wicklungshälfte, sie kann demnach auch für die Ermittlung der Primärinduktivität L_1 bei Ein-

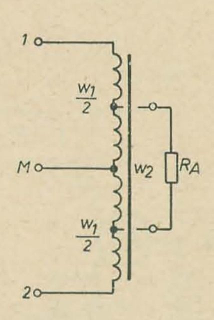


Bild 104: Spartransformator als Gegentakt-Ausgangsübertrager

taktverstärkern angewendet werden. Die Gesamtprimärinduktivität $L_{1\,ges}$ der Wicklung w_1 des Gegentaktübertragers ist $4 \cdot R_l$ — siehe hierzu Gl. (98). Somit ist:

$$L_{1\,ges} = \frac{4 \cdot R_l}{2\pi \cdot f_u}. \tag{100}$$

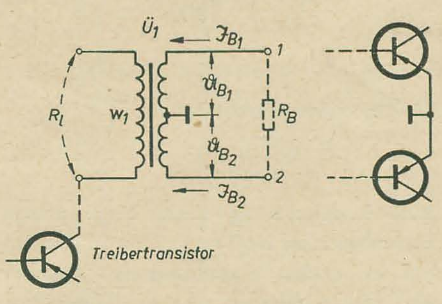


Bild 105: Schematische Darstellung der Verhältnisse im Eingangskreis

In praktischen Schaltungen findet man oft den Gegentakt-Ausgangsübertrager in Form eines Spartransformators. Dieser Übertrager, siehe Bild 104, besteht aus einer Wicklung, die entsprechend dem geforderten Übersetzungsverhältnis ü angezapft ist. Durch den Wegfall der zweiten Wicklung werden die Streuung sowie auch die Verluste kleiner.

Eingangsübertrager

Der Eingangsübertrager $Ü_1$ steuert mit den beiden Wicklungshälften der Sekundärseite die zwei Eingänge der Endstufe. Die Primärwicklung w_1 liegt im Kollektorkreis der „Treiberstufe" (Bild 105). Sie liefert die zur Aussteuerung der Endstufe nötige Steuerleistung. Das Übersetzungsverhältnis des Übertragers ergibt sich aus:

$$ü = \frac{w_1}{w_2} = \sqrt{\frac{R_l}{R_B}}. \tag{101}$$

Hierbei stellt R_B die Sekundärbelastung gegeben durch die Eingangswiderstände der Transistoren dar und R_l den erforderlichen Arbeitswiderstand der Treiberstufe. Entsprechend der Wirkungsweise der Gegentaktschaltung fließt während der Zeit einer Halbperiode der Strom $\mathfrak{J}_B$ immer nur über eine Wicklungshälfte. Demnach kann man sich vorstellen, daß gleiche elektrische Verhältnisse vorliegen, wenn über die gesamte Sekundärwicklung ständig der halbe Basisstrom $\frac{\mathfrak{J}_B}{2}$ fließt. Da nun an den Anschlußpunkten 1 und 2 die Spannung $2 \cdot \mathfrak{U}_B$ wirksam ist, kann man R_B angenähert berechnen aus:

$$R_B = \frac{2\,\mathfrak{U}_B}{\frac{\mathfrak{J}_B}{2}} = 4 \cdot \frac{\mathfrak{U}_B}{\mathfrak{J}_B}. \tag{102}$$

Die für die Gegentaktstufe erforderliche Steuerleistung ist dann

$$\mathfrak{P}_{St} = \frac{\mathfrak{U}_B \cdot \mathfrak{J}_B}{2} \tag{103}$$

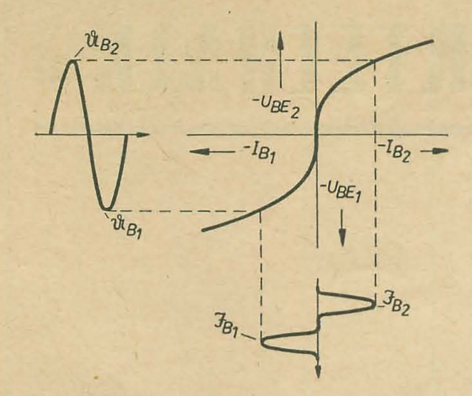


Bild 106: Darstellung zur Erklärung der Verzerrungen während der Stromübernahme

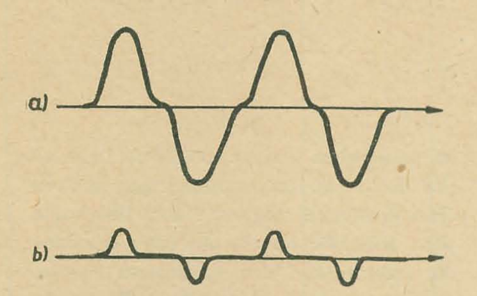


Bild 107: Schematische Darstellung der Stromübernahme-Verzerrungen, a) bei großer Eingangsspannung, b) bei kleiner Eingangsspannung

und die für die untere Grenzfrequenz f_u erforderliche Primärinduktivität

$$L_1 = \frac{R_l}{2\pi \cdot f_u}. \qquad (104)$$

Verzerrungen im Gegentakt-B-Betrieb

Die Verzerrungen des Ausgangssignals werden zum Teil auch hier durch den nichtlinearen Verlauf der Transistorkennlinien, vor allem der Eingangskennlinie bestimmt. Der Einfluß des Innenwiderstandes der Steuerquelle auf die Verzerrungen ist ähnlich wie beim A-Verstärker.

Bei einem Gegentakt-B-Verstärker, bei dem zwei Transistoren die Kurvenform des Ausgangssignals bestimmen, besteht die Notwendigkeit gleicher Transistorkennlinien. Aus diesem Grund werden vom Herstellerwerk ausgesuchte Transistorpaare geliefert, die diesen Forderungen entsprechen. Trotz dieser Maßnahme ergibt sich jedoch im Gegentakt-B-Betrieb noch eine besondere Art von Verzerrungen, die während der Zeit der Stromübernahme von dem einen zum anderen Transistor hervorgerufen werden. Im Bild 106 sind die Eingangskennlinien der beiden in Gegentakt geschalteten Transistoren gezeigt. Der Verlauf der Kennlinien läßt im Zusammenhang mit dem Eingangssignal erkennen, daß während der Zeit der Stromübernahme praktisch kein Stromfluß im Ausgangskreis stattfindet. Die Zeit des leitenden Zustandes ist demnach kleiner als die einer Halbwelle des Eingangssignals. Die sich hieraus ergebenden Verzerrungen des Ausgangssignals sind offenbar um so größer, je kleiner die Eingangsspannung ist, siehe hierzu Bild 107. Die Stromübernahme-Verzerrungen lassen sich besonders bei kleinem Eingangspegel verringern, in dem man den Arbeitspunkt in das Gebiet des A-Betriebes verschiebt, wodurch die Stromübernahme ohne Zeitverzögerung vor sich geht. Die für diesen Arbeitspunkt nötige Basis-Emitter-Gleichspannung $U_{BE\,A}$ ist durch den im Bild 99 [radio und fernsehen 12 (1961) S. 383] angegebenen Spannungsteiler R_1, R_2 einstellbar. Für den praktischen Betrieb ist es zweckmäßig, den Widerstand R_1 durch einen Festwiderstand und einen regelbaren Widerstand zu ersetzen. Hierdurch ergibt sich die Möglichkeit, die günstigste Arbeitspunktspannung $U_{BE\,A}$ experimentell zu ermitteln bzw. einzustellen.

Zusammenfassend läßt sich feststellen, daß die Verzerrungen durch den nichtlinearen Kurvenverlauf der Kennlinien und die Lage des Arbeitspunktes bestimmt werden. Beide Faktoren stehen im engen Zusammenhang. Steuert man den Verstärker mit einer kleinen Signalspannung, so ist einleuchtend, daß neben den Stromübernahme-Verzerrungen, die durch die Lage des Arbeitspunktes gegeben sind, auch die stark gekrümmte Eingangskennlinie die Verzerrungen in entscheidendem Maße beeinflußt. In diesem Falle ist eine Stromsteuerung der Transistoren zu empfehlen. Bei großen Eingangssignalen hingegen wirkt sich in erster Linie der nichtlineare Verlauf der Kennlinie $I_C = f(I_B)$ auf die Verzerrungen aus. Wie früher schon beschrieben, ist unter diesen Verhältnissen eine Spannungssteuerung angebracht. Da beide Forderungen einander widersprechen, läßt sich keine allgemein gültige Regel für eine günstige Dimensionierung in Hinsicht der Verzerrungen ableiten. Offenbar liegen günstigere Verhältnisse vor, wenn man in Richtung Spannungssteuerung arbeitet.

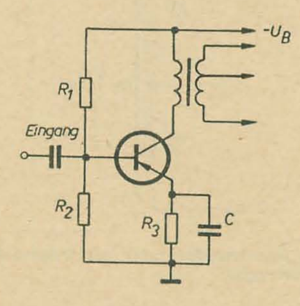


Bild 108: Treiberstufe

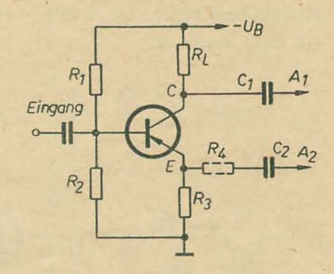


Bild 109: Phasenumkehrstufe

Treiberstufen

Treiberstufen, von denen die Steuerleistung der Gegentakt-Endstufe abgefordert wird, arbeiten meist mit großen Signalen und werden demzufolge nach den Regeln der Leistungsverstärker bemessen. Gegentakt-Verstärker benötigen zwei um 180° phasenverschobene Steuerspannungen. Die Erzeugung dieser beiden Spannungen wird im allgemeinen mit zur Aufgabe der Treiberstufe gezählt. In den gebräuchlichsten Schaltungen entspricht man dieser Forderung — wie im Bild 99 [radio und fernsehen 12 (1961) S. 383] — durch einen Übertrager der die Ankopplung der Endstufe an die Treiberstufe vornimmt. Bild 108 zeigt die Schaltung einer Treiberstufe mit Koppelübertrager. Abgesehen von der Besonderheit des Ausganges entspricht diese Schaltung der eines A-Verstärkers.

Will man den Koppelübertrager vermeiden, so besteht die Möglichkeit, eine RC-Kopplung entsprechend Bild 109 vorzunehmen. In diesem Fall hat die Treiberstufe gleichzeitig die Aufgabe einer „Phasenumkehrstufe" zu erfüllen. An den beiden Ausgängen A_1 und A_2 liegen die Eingänge der Gegentakt-Endstufe. Die Steuerspannung sowie auch die Leistung ist für beide Eingänge gleich. Demzufolge muß die Signalspannung am Kollektor und Emitter gleich groß sein. Dies erreicht man bei $R_L = R_3$ unter der Voraussetzung, daß die an diesen beiden Punkten wirkenden inneren Widerstände gleich groß sind.

Wählt man R_L und R_3 sehr niederohmig, so sind auch die Quellwiderstände an diesen beiden Punkten niederohmig und die Transistorparameter ohne Einfluß. Bei hochohmigen Widerständen R_L und R_3 hingegen müssen die ungleichen Quellwiderstände an den Punkten C und E durch einen zusätzlichen Widerstand R_4 korrigiert werden. In diesem Fall kann man $R_4 \approx R_L$ setzen, so daß man mit hochohmigen Quellen arbeitet. Der eingangsseitige Spannungsteiler R_1, R_2 sorgt für die Einstellung des Arbeitspunktes. Die Stufe selbst arbeitet auf Grund des im Emitterkreis liegenden Widerstandes R_3 wie eine Verstärkerstufe mit Reihe-Reihe-Gegenkopplung mit kleiner Verstärkung. Entsprechend der Wirkungsweise dieser Schaltung sind die an den Punkten C und E abfallenden Wechselspannungen in ihrer Phase um 180° verschoben.

Wird fortgesetzt

Einige Service-Hinweise für den TV-Empfänger „Orion“ AT 611

Im folgenden bringen wir den letzten Teil der Service-Hinweise für den TV-Empfänger „Orion“ AT 611, den wir bereits im Heft 12 (1961) ankündigten. Dieser Teil enthält die wichtigsten Impulsoszillogramme sowie Angaben über die erforderlichen Meßspannungen. Zu diesem Zweck müssen wir noch einmal das Schaltbild des AT 611 veröffentlichen.
Bild 1 zeigt das Schaltbild (Seite 440, enthält einige Änderungen) mit den Impulsoszillogrammen und den Spannungsangaben. Um die Meßstellen während einer Reparatur am Gerät selbst schneller zu finden, was ja bei der gedruckten Schaltungstechnik etwas langwierig ist, sind die Impulsoszillogramme sowie die Spannungsangaben auf das Bild 2 übertragen worden, das die Leiterplatte des Impulsteiles zeigt. Die umrandeten Ziffern geben die Positionen der Impulsoszillogramme im Schaltbild an.
Die Meßstellen der Leiterplatte für die HF- und NF-Stufen mit den entsprechenden Spannungsangaben sowie den Bezeichnungen der Abgleichpunkte sind dem Bild 3 zu entnehmen.
Abschließend wird noch der Abgleich der ZF-Stufen beschrieben.

Abstimmung der Bildzwischenfrequenzstufe

Zur Abstimmung werden folgende Instrumente benötigt:

1. Wobbelgenerator mit den Markierungen:
   31,9 MHz = Nachbar-Bildträger,
   33,4 MHz = Eigen-Tonträger,
   38,9 MHz = Eigen-Bildträger,
   40,4 MHz = Nachbar-Tonträger.
2. Ist ein derartiger Wobbelgenerator nicht vorhanden, so läßt sich ein beliebiger Generator, der von 31 ··· 40,6 MHz arbeitet, verwenden. Die Markierungssignale können in diesem Falle einem UKW-AM-FM-Generator entnommen werden, diese sind jedoch mit einem quarzgeeichten Wellenmesser zu eichen.
3. UKW-AM-FM-Signalgenerator (5 bis 300 MHz),
4. Tonfrequenz-Röhrenvoltmeter,
5. Katodenstrahloszillograf.

Vorbereitungen zur Abstimmung der Zwischenfrequenzstufe

a) Der Kanalwähler wird auf einen leeren Kanal eingestellt.
b) Die Klarzeichnertaste ist in Studio-Stellung (Taste herausgedrückt) geschaltet.
c) Der Wobbelgenerator wird an den Meßpunkt M 1 des Kanalwählers, und der Y-Eingang des Oszillografen an den Meßpunkt M 2 angeschlossen.
Bild 4 zeigt die Ansicht des Kanalwählers mit dem Meßpunkt M 1 sowie den Abgleich von ZF I (L_6).
Die auf dem Oszillografen sichtbare Übertragungskurve muß entsprechend Bild 5 verlaufen.

Korrektur der Abstimmung

Sollte die auf dem Oszillografen beobachtete Kurve nicht den richtigen Verlauf zeigen, so ist die Bildzwischenfrequenzstufe wie folgt zu kontrollieren bzw. nachzustimmen:
a) Die letzten drei ZF-Schwingkreise (L_{17-18}, L_{19-20} und L_{21-22}) sind mit 220-Ω-Widerständen zu dämpfen.
b) Die im Anodenkreis der Mischröhre befindliche ZF-I-Spule, sowie die im Gitterkreis der nachfolgenden Röhre EF 80 befindliche ZF-II-Spule, bzw. die Saugkreise sind so abzustimmen, daß die Kurve entsprechend Bild 6 verläuft. Um dies zu erreichen, sind die einzelnen Schwingkreise auf folgende Frequenzen abzustimmen:

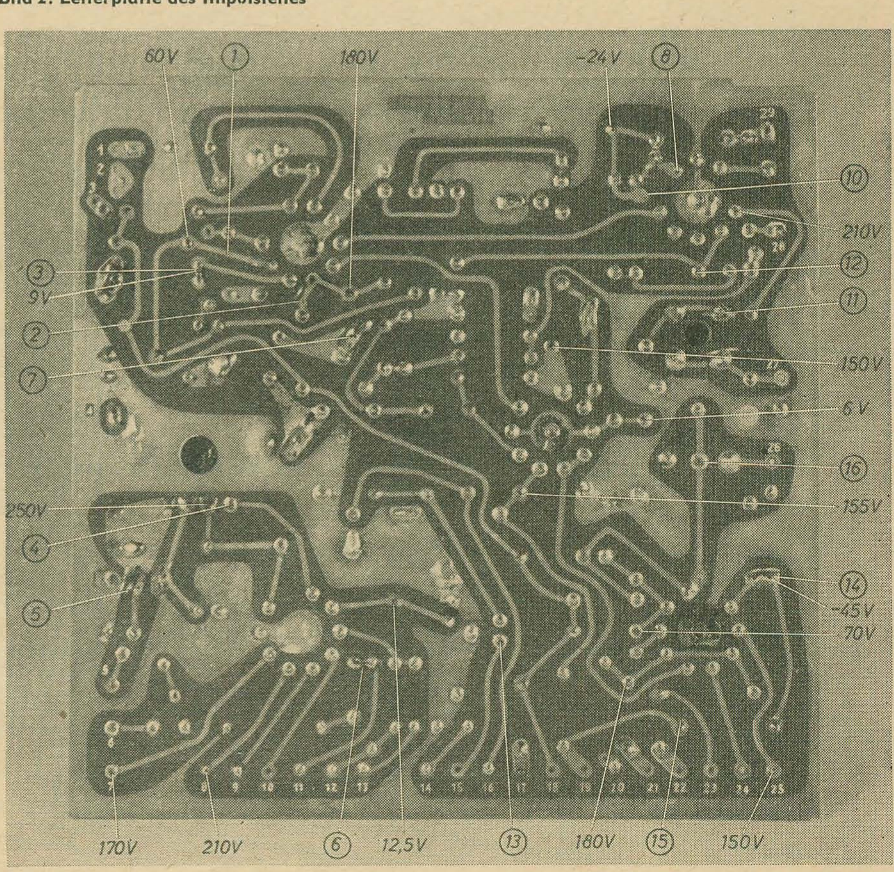
ZF-I: auf 35,6 MHz
ZF-II: A_u muß nicht abgestimmt werden,
A_o auf 40,4 MHz,
B_o auf 31,9 MHz,
B_u auf 38,0 MHz.

Hierin kennzeichnen die Buchstaben A und B die Abgleichpunkte im Bild 3. Der Index u sagt aus, daß der Abgleich von unten, also durch die Leiterplatte, vorzunehmen ist, während beim Index o der Abgleich von oben, also durch die Filterkappe, geschieht.
c) Die dämpfenden Widerstände sind zu entfernen. Die Spannung des Wobbelgenerators ist so einzustellen, daß am Meßpunkt M 10 (Bild 3) eine Regelspannung von 1,5 V meßbar ist.
Die ZF-Schwingkreise III, IV und V sind so zu verändern, daß sich eine Kurve nach Bild 5 ergibt. Um dies wiederum zu erreichen, sind die einzelnen Schwingkreise auf folgende Frequenzen abzustimmen:

ZF III: C_u auf 33,3 MHz,
C_o auf 33,4 MHz,
ZF IV: D_u auf 38,4 MHz,
ZF V: E_o auf 35,9 MHz.

d) Nach Betätigen der Klarzeichnertaste (gedrückte Taste), ist zu kontrollieren, wie

Bild 2: Leiterplatte des Impulsteiles



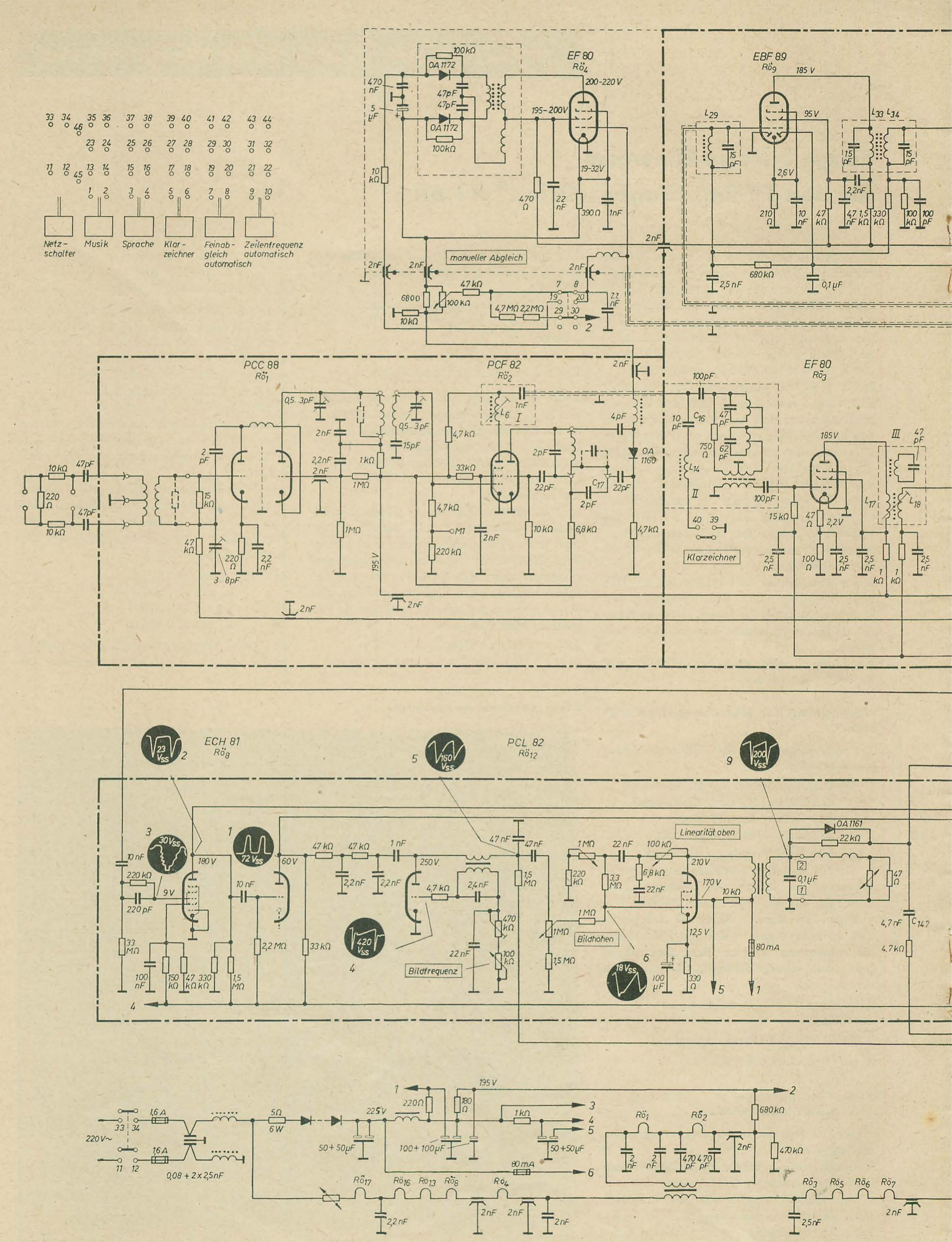
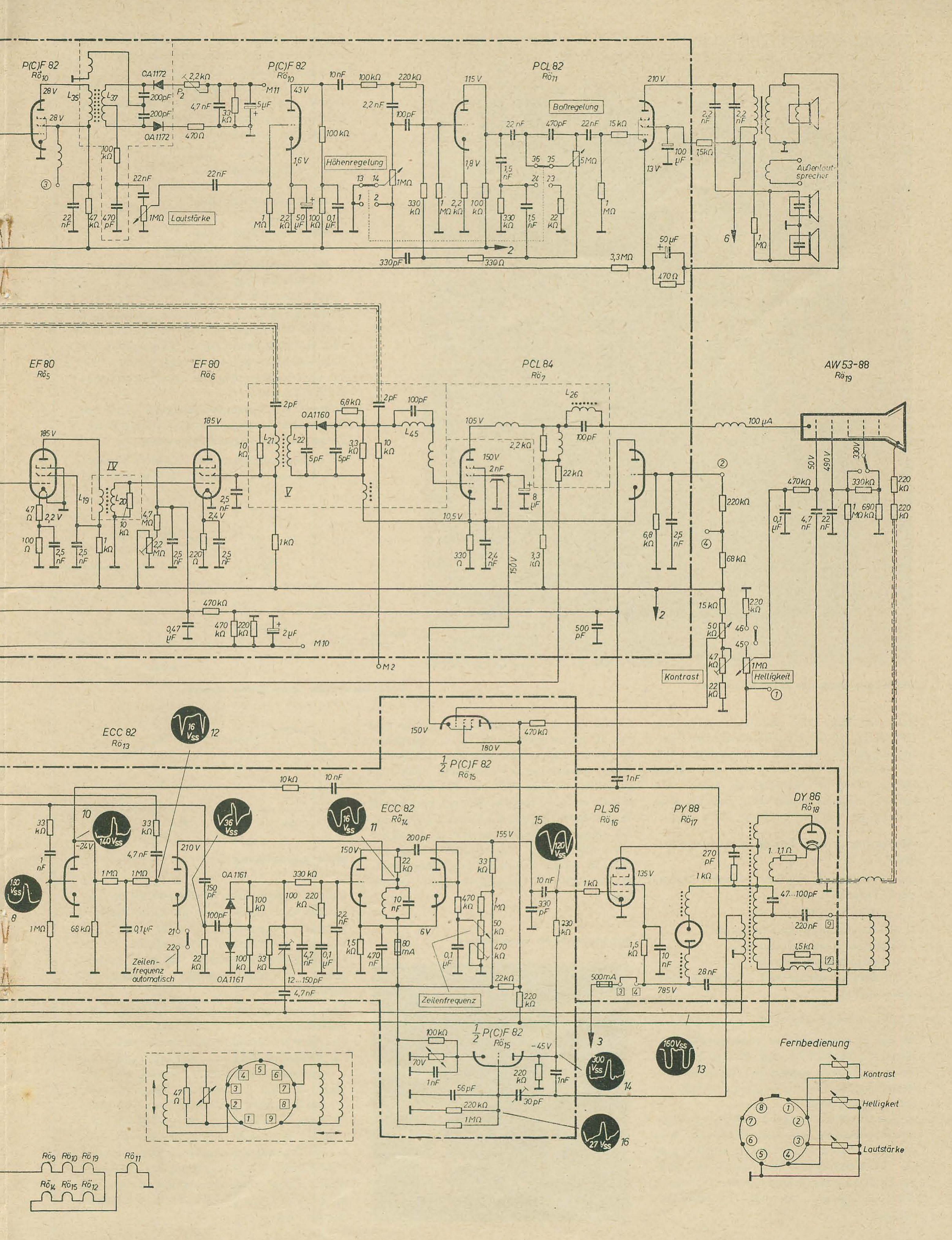


Bild 1: Schaltbild des „Orion AT 611“


P(C)F 82
Rö10
PCL 82
Rö11
Baßregelung
Höhenregelung
Lautstärke
Außenlautsprecher
EF 80
Rö5
EF 80
Rö6
PCL 84
Rö7
AW 53-88
Rö19
Kontrast
Helligkeit
ECC 82
Rö13
1/2 P(C)F 82
Rö15
ECC 82
Rö14
PL 36
Rö16
PY 88
Rö17
DY 86
Rö18
Zeilenfrequenz automatisch
Zeilenfrequenz
OA 1161
OA 1172
OA 1160
Fernbedienung
Kontrast
Helligkeit
Lautstärke
M 10
M 2
M 11

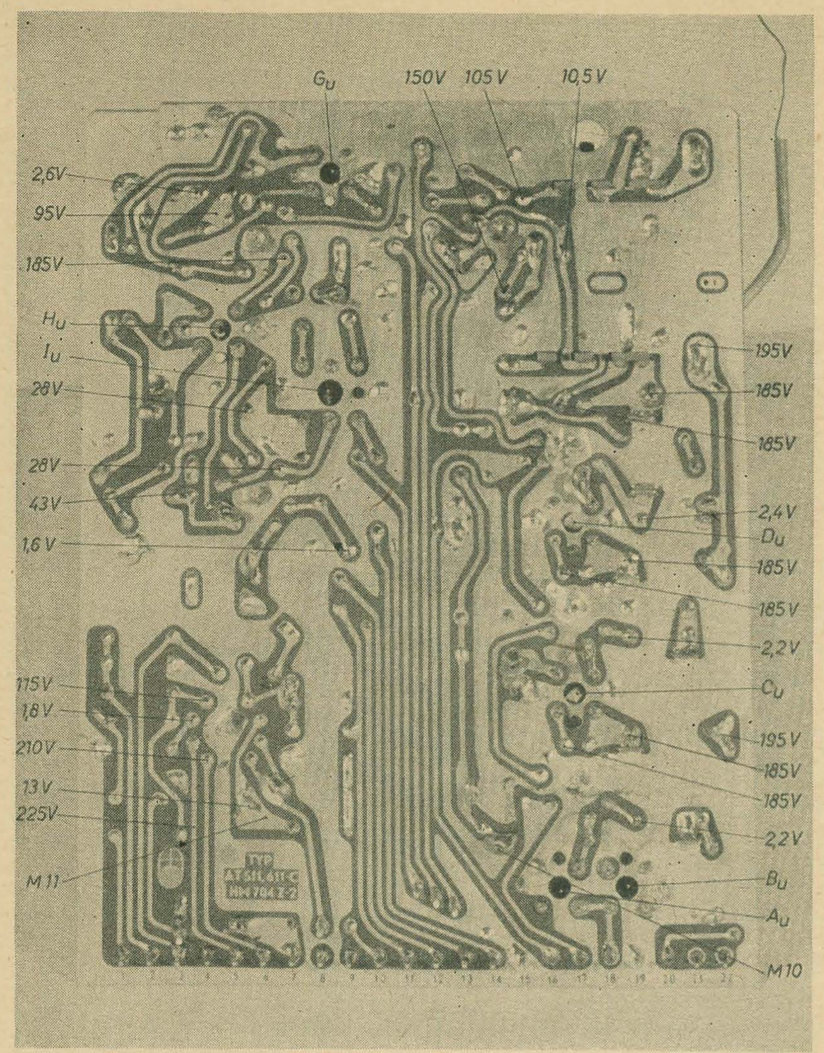


Bild 3: Leiterplatte des ZF- und Tonteiles

Sollte die Abstimmung nicht zufriedenstellend sein, so ist eine Nachabstimmung der Tonzwischenfrequenzstufe vorzunehmen.
Der 5,5-MHz-AM-FM-Generator gibt ein 10 mV unmoduliertes Signal ab. Die einzelnen Schwingkreise sind in der nachstehenden Reihenfolge abzustimmen:

1. G_u Schwingkreis (L_{29}) auf Maximum einstellen
2. H_o Ton ZF (L_{33}, L_{34}) auf Maximum einstellen
3. H_u Ton ZF (L_{33}, L_{34}) auf Maximum einstellen
4. I_o Ratiodetektor (L_{35}, L_{37}) auf Maximum einstellen
5. I_u Ratiodetektor (L_{35}, L_{37}) auf Maximum einstellen

Hiernach soll bei in FM-Position geschaltetem AM-FM-Generator (100 kHz Wobbelhub bei 1000 Hz Modulation) der I_u-Schwingkreis des Ratiodetektors so abgestimmt werden, daß auf dem Oszillografen eine unverzerrte Sinuskurve erscheint.
Sollte beim Programmempfang der „Ton" im Bild erscheinen, so müssen die 5,5-MHz-Filterkreise wie folgt abgestimmt werden:
Die Anschlußleitung des 5,5-MHz-Verstärkers soll an die Bildröhrenkatode und das

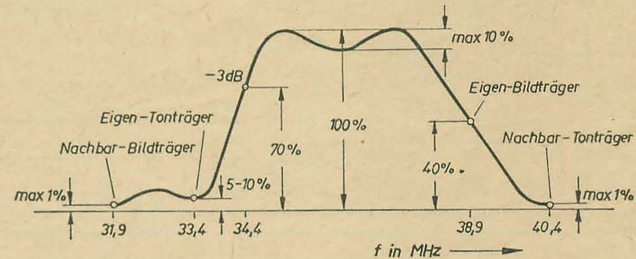


Bild 5: Durchlaßkurve des ZF-Verstärkers

sich die Lage der Bildträgermarkierung (38,9 MHz) auf der Nyquist-Flanke der Übertragungskurve verändert hat. Verringert sich die Höhe an der Seite der Kurve nicht auf die Hälfte, so ist der Schwingkreis A_u der ZF-Spule II (L_{14}) so einzustellen, daß die Markierung an der gewünschten Stelle liegt.

Abstimmung der Tonzwischenfrequenzstufe

Zur Abstimmung werden folgende Instrumente benötigt:

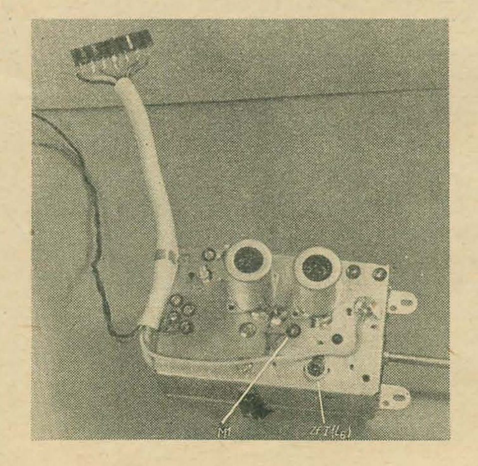
1. 5,5-MHz-AM-FM-Generator,
2. Gleichspannungsröhrenvoltmeter,
3. Tonfrequenzröhrenvoltmeter,
4. Katodenstrahloszillograf,
5. 5,5-MHz-Verstärker mit selektivem Röhrenvoltmeter.

Abgleichmöglichkeiten

Ist ein Brummen hörbar oder eine Tonverzerrung zu beobachten und arbeitet dabei die Tonfrequenzstufe einwandfrei, so ist die Abstimmung der Tonzwischenfrequenzstufe wie folgt vorzunehmen:
a) Die Anschlußleitung des Gleichspannungsröhrenvoltmeters soll an den Meßpunkt M 11 und das Chassis angeschlossen werden, jene des 5,5-MHz-AM-FM-Generators an Meßpunkt M_2 und das Chassis und der Y-Eingang des Oszillografen an den Lautsprecherausgang.

b) Mit dem 5,5-MHz-AM-FM-Generator wird ein 10 mV unmoduliertes Signal abgegeben. In diesem Fall müssen mit dem Röhrenvoltmeter mindestens 4 V (negative Spannung) gemessen werden. Mit auf FM-Betrieb geschaltetem AM-FM-Generator soll bei 100 kHz Wobbelhub mit 1000 Hz Modulation ein Signal abgegeben werden, so daß am Lautsprecher eine 50 mW Tonfrequenzleistung auftritt. In diesem Fall darf die auf dem Oszillografen sichtbare Sinuskurve nicht verzerrt sein.

Bild 4: Ansicht der Kanalwählers



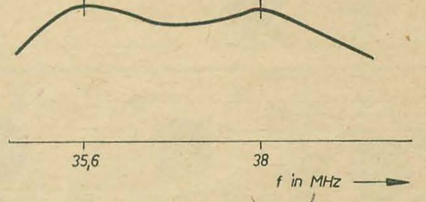


Bild 6: Bild-ZF-Kurve

Chassis angeschlossen werden und die im Gitterkreis und Anodenkreis der Video-Verstärkerröhre befindlichen 5,5-MHz-Filter (L_{45}, L_{36}) sind auf Minimum abzustimmen.
Ist die Störunterdrückung AM nicht ausreichend, so muß folgendes vorgenommen werden:
Die Ausgangsspannung des 5,5-MHz AM-FM-Generators ist bei 22,5 kHz Wobbelhub und 1000 Hz Modulation so einzustellen, daß am Meßpunkt M 11 eine Gleichspannung von 4 V gemessen werden kann. Danach wird der Wert der am Lautsprecher erscheinenden Wechselspannung gemessen. Nach Umschaltung des AM-FM-Generators auf AM soll 30 % 1000 Hz Modulation eingestellt werden. Das 2,2-kΩ-Trimmpotentiometer P_2 wird auf minimale Lautsprecher-Ausgangsspannung eingestellt. Diese Ausgangsspannung darf nicht größer als 2 % des in FM-Position gemessenen Wertes sein.

Bauanleitung für einen Tastkopf

JOACHIM HERRFURTH

Beim Anschluß von Oszillografen an hochohmige Spannungsquellen stören oft die niedrigen Eingangswiderstände normaler Oszillografen, die in der Größenordnung zwischen 50 und 100 kΩ liegen. Auch entstehen speziell bei Impulsmessungen durch die verhältnismäßig hohen Kapazitäten, die einmal durch den Oszillografen selbst, zum anderen durch Zuleitungen bedingt sind, meist nicht mehr tragbare Verfälschungen der Kurvenformen. Ein Vergrößern des Eingangswiderstandes ist nicht möglich, da sonst eine gewisse Breitbandigkeit des Eingangsreglers nicht mehr gegeben ist. Bei einigen Geräten findet man deshalb im Eingang eine Anodenbasisstufe, wodurch jedoch nur der Eingangswiderstand erhöht wird, die Kapazitäten jedoch, die durch die Zuleitungen bedingt sind, nicht verringert werden.

Im folgenden wird ein Taster beschrieben, der aus dem Netzgerät des Oszillografen gespeist wird, eine Entfernung zwischen Oszillografen und Meßobjekt von etwa einem Meter zuläßt, einen hohen Eingangswiderstand bei niedriger Kapazität besitzt und sich direkt ohne Verwendung irgendwelcher Zuleitungen an das Meßobjekt anschließen läßt.

Im Taster befindet sich eine Anodenbasisstufe, bestückt mit der Röhre EC 92. Eine solche Stufe stellt geradezu einen idealen Impedanzwandler für derartige Zwecke dar. Der Eingangswiderstand beträgt etwa 10 MΩ, dürfte also für praktisch alle Verwendungszwecke genügen. Die Eingangskapazität liegt bei zweckmäßigem Aufbau unter 10 pF. Der Ausgangswiderstand beträgt etwa 250 Ω, so daß selbst bei einer Parallelkapazität (Verbindungskabel zum Oszillografen und dessen Eingangskapazität) von etwa 100 pF die Grenzfrequenz (Abfall auf 70 %) bei ≈ 6,4 MHz liegt. Der mechanische Aufbau des Tastkopfes geht aus Bild 1 hervor. Durch Verwendung einer modernen Subminiaturröhre z. B. des Typs EC 760 lassen sich die Abmessungen noch etwas verringern. Jedoch stehen oft dem Amateur die nötigen anderen Bauteile auch nicht in Miniaturausführung zur Verfügung, so daß der Nutzen nicht allzu hoch ist, zumal die Röhre nicht einfach zu beschaffen ist.

Der Eingangswiderstand einer Anodenbasisstufe berechnet sich nach

$$R_e = \frac{R_{gk}}{1 - V_u' \cdot \frac{R_a - R_k}{R_a}}. \qquad (1)$$

Der Widerstand wird also um so höher, je größer der Gitterableitwiderstand gewählt wird und um so größer die Verstärkung der Stufe wird (maximal 1). Der maximale Gitterableitwiderstand wird von den Röhrenherstellern angegeben und beträgt für die Röhre EC 92 1 MΩ. Zweckmäßig wäre es nun, um einen möglichst hohen Eingangswiderstand zu erreichen, die Gegenkopplung, die durch den Katodenwiderstand der Stufe hervorgerufen wird, durch einen Parallelkondensator aufzuheben. Dadurch fällt in (1) der Ausdruck $\frac{R_a - R_k}{R_a}$ im Nenner weg. Dieser Kondensator müßte jedoch, wenn man eine niedrige Grenzfrequenz der Stufe fordert, einige 100 µF haben. Seine geometrischen Abmessungen würden so groß, daß der ganze Tastkopf vergrößert werden müßte. Aus diesem Grunde wurde dieser Kondensator weggelassen. Der Eingangswiderstand ergibt sich also mit den im Bild 2 angegebenen Werten der Anodenbasisschaltung nach (1) zu:

$$R_e = \frac{10^6}{1 - 0{,}936 \cdot \frac{10000 - 500}{10000}} = 9{,}1\,\text{M}\Omega.$$

Die Spannungsverstärkung V_u der Stufe wurde gemessen. Berechnen läßt sie sich nach:

$$V_u' = \mu' \frac{R_a}{R_a + R_i'}$$

mit

$$R_i' = \frac{R_i}{\mu + 1}$$

und

$$\mu' = \frac{\mu}{\mu + 1}.$$

Der Reihenwiderstand vor dem Gitter vermeidet unerwünschte HF-Schwingungen, die dadurch auftreten können, daß der Eingangsleitwert einer Anodenbasisstufe bei kapazitivem Abschluß bei bestimmten Frequenzen nagativ werden kann. Als Koppelkondensator wurde wegen seiner geringen Abmessungen ein Epsilan-Kondensator von 16 nF benutzt. Die Grenzfrequenz ergibt sich zu:

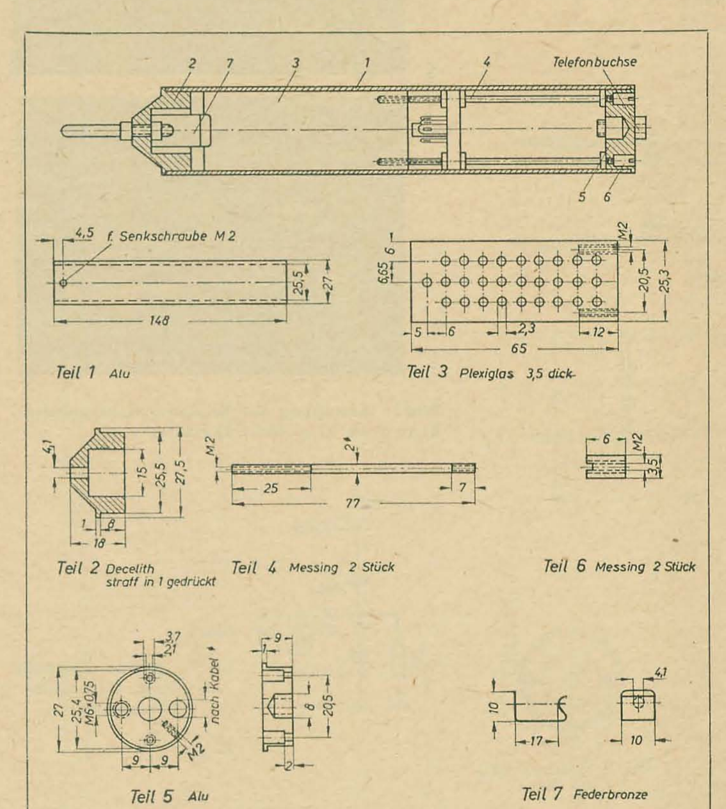


Bild 1: Zusammenstellung und Einzelteile des Tastkopfes

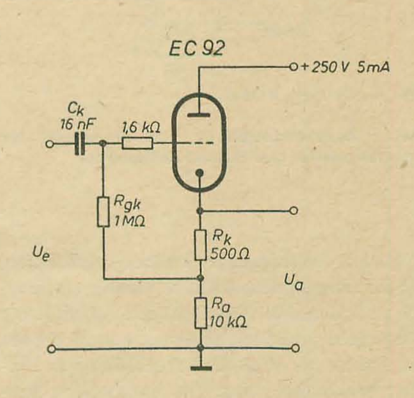


Bild 2: Schaltbild des Tasters

$$f_g = \frac{1}{2\pi \cdot C_k \cdot R_e} = \frac{1}{6{,}28 \cdot 16 \cdot 9{,}1 \cdot 10^{-3}} = 1{,}1\,\text{Hz}.$$

Auf einen Koppelkondensator am Ausgang wurde verzichtet, da dieser Kondensator zur

einwandfreien Übertragung niedriger Frequenzen wiederum verhältnismäßig groß sein müßte. Es liegt zwar damit am Ausgang eine Gleichspannung von etwa 50 V, die mit an den Eingang des Oszillografen gelangt, hier jedoch im allgemeinen überhaupt nicht stört. Die Eingangskapazität des Tastkopfes ist praktisch nur durch die Verdrahtungskapazität C_v gegeben. Hier ist also ein zweckmäßiger,

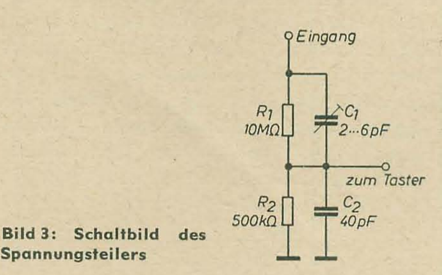
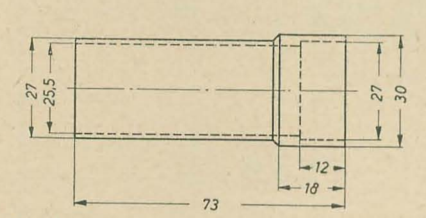
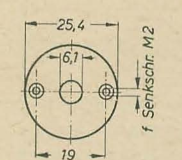


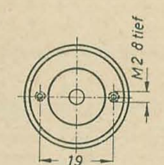
Bild 3: Schaltbild des Spannungsteilers



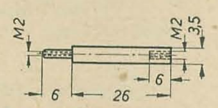
Teil 1 Alu



Teil 2 Plexiglas 3,5 dick



Teil 3 sonst wie Teil 2 aus Bild 1



Teil 4 Messing 2 Stück

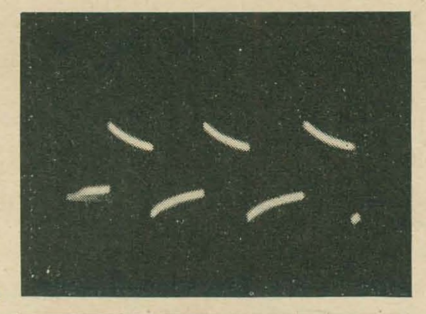
Bild 4: Zusammenstellung und Einzelteile für Spannungsteiler und Demodulationskopf

möglichst freitragender Aufbau erforderlich, um die Eingangskapazität so niedrig wie möglich zu halten. Die Gitterkatodenkapazität der Röhre geht praktisch nicht mit ein, da sie um den Faktor der Widerstandserhöhung im Eingang verkleinert wird. Die dynamische Eingangskapazität der Stufe beträgt:

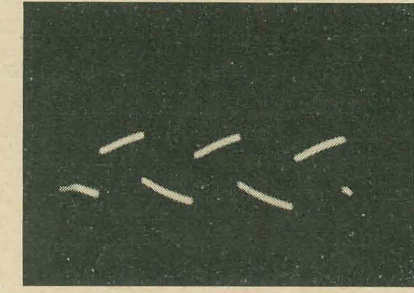
$$C_e = C_{ga} + C_{gk} \cdot (1 - V_u') + C_v. \quad (2)$$

Damit kein Gitterstrom fließt, darf die maximale Spannung am Gitter

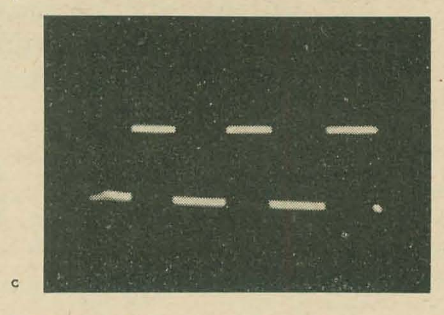
$$u_g = 2{,}3\ \text{V} - 1{,}3\ \text{V} = 1\ \text{V}_s$$



a



b



c

Bild 5: Einstellung der Kompensationskapazität, a) zu groß, b) zu klein, c) richtig

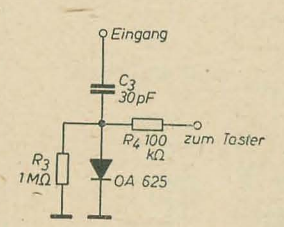


Bild 6: Schaltbild des Demodulationskopfes

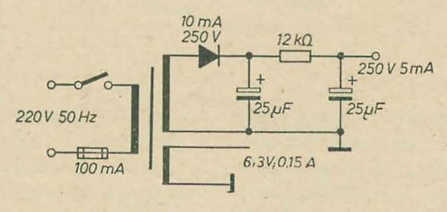


Bild 7: Schaltbild eines Netzgerätes für den Taster

(2,3 V beträgt die negative Gittervorspannung der Röhre; 1,3 V ist die negative Gittervorspannung, bei welcher noch kein Gitterstrom fließt) nicht übersteigen.
Die Eingangsspannung der Stufe darf also betragen:

$$U_e = \frac{U_g}{1 - V_u} = \frac{1}{1 - 0{,}936} = 15{,}6\ \text{V}_s$$

$$\mathrel{\widehat{=}} \frac{15{,}6}{\sqrt{2}} = 11\ \text{V}_{eff}. \quad (3)$$

Technische Daten

Durchmesser: 27 mm

Länge: etwa 180 mm

Gewicht: 90 p

Eingangswiderstand: ≈ 9,1 MΩ

Ausgangswiderstand: ≈ 250 Ω

Frequenzbereich: 1,1 Hz ··· 6,4 MHz
(Abfall auf 3 dB)
für kapazitive Belastung von 100 pF am Tasterausgang

Verstärkung: 0,936fach

maximale Eingangsspannung: 11 V_{eff}

Eingangskapazität: 13 pF

Taster mit Spannungsteiler

Eingangswiderstand: 10 MΩ

Eingangskapazität: 6 pF

Teilverhältnis: 20 : 1

maximale Eingangsspannung: 220 V_{eff}

Daten des Netztransformators

Kern: M 42 (1,4 cm²)

Primärwicklung: 6600 Wdg., 0,08 CuL

Sekundärwicklung: 7000 Wdg., 0,06 CuL und 200 Wdg., 0,3 CuL

Primärspannung: 220 V

Sekundärspannung: 220 V und 6,3 V

Bild 8: Tastkopf mit Teiler und Demodulationskopf

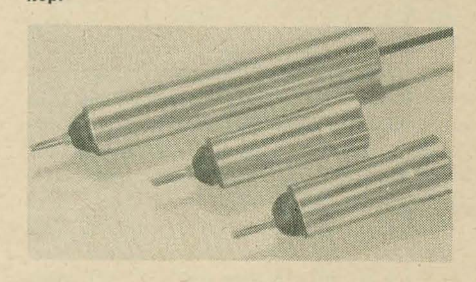


Bild 9: Innenansicht des Tasters

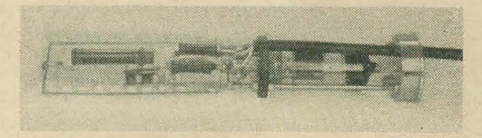
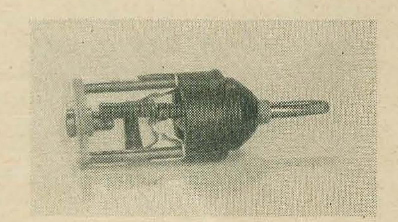


Bild 10: Innenansicht des Demodulationskopfes



Zusätze zum Taster

Die maximale Eingangswechselspannung des Tastkopfes darf nach (3) nur etwa 11 V_{eff} betragen. Oft sind jedoch höhere Spannungen zu messen. Hierzu dient ein Ohmscher Spannungsteiler, mit einem Teilverhältnis von 20 : 1, entsprechend Bild 3, so daß damit Spannungen bis 220 V_{eff} gemessen werden können. Dieser Teiler wurde aufsteckbar angefertigt. Den mechanischen Aufbau zeigt Bild 4. Um einen schädlichen Einfluß der zu R_2 parallel liegenden Eingangskapazität des Tastkopfes zu vermeiden, liegt parallel zu R_1 ein Trimmer, mit dem diese Kapazität kompensiert wird. Für die einwandfreie Kompensation des Teilers gilt hierbei:

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{C_2}{C_1}.$$

Da die Eingangskapazität des Tastkopfes nur etwa 10 pF beträgt, dürfte der Trimmer parallel zu R_1 nur einen Wert von $\frac{10}{20} = 0{,}5$ pF besitzen. Derartig kleine Kapazitätswerte sind jedoch nicht erhältlich. Deshalb wurde parallel zu R_2 der Kondensator C_2 von 40 pF gelegt. Der Trimmer ist jetzt auf etwa $\frac{50}{20} = 2{,}5$ pF einzustellen. (Der Trimmer ist durch eine kleine Öffnung von außen einstellbar.) Das Einstellen geschieht am besten mit Rechteckimpulsen von etwa 10 kHz auf einwandfreie Kurvenform entsprechend den Bildern 5a ··· 5c. Der Teiler hat außerdem noch den Vorteil, daß er die Eingangskapazität des Tasters, die das Meßobjekt belastet, etwa auf die Hälfte herabsetzt. Als zweckmäßig hat sich als weiterer Zusatz ein Demodulationskopf erwiesen, dessen Schaltung Bild 6 zeigt. Hiermit kann die Modulation von HF-Schwingungen sichtbar gemacht werden, wie es z. B. beim Wobbeln von Durchlaßkurven erforderlich ist. Der mechanische Aufbau antspricht dem des Spannungsteilers nach Bild 4. In elektrischer Hinsicht weist dieser Zusatz keine Besonderheiten auf. C_3 dient dazu, Gleichspannung von der Diode fernzuhalten. Zur Demodulation wird eine Germaniumdiode OA 625 verwendet. R_3 ist der Arbeitswiderstand der Diode und R_4 verhindert, daß HF-Reste auf den Taster gelangen. Ein derartiger Tastkopf läßt sich natürlich nicht nur allein als Zusatz zum Oszillografen verwenden, sondern kann überall da eingesetzt werden, wo es darauf ankommt, an einem Meßgerät einen möglichst hohen Eingangswiderstand zu erreichen, so z. B. an Röhrenvoltmetern, Meßverstärkern usw. Hierzu ist es zweckmäßig, wenn man die Stromzuführung zum Tastkopf nicht am Oszillografen befestigt, sondern über eine Kupplung anschließt. Der Kopf kann dann an ein besonders kleines Netzgerät angeschlossen und so universell verwendet werden. Ein Schaltbild hierfür ist im Bild 7 angegeben. Die Bilder 8, 9 und 10 zeigen noch einige Ansichten des beschriebenen Tastkopfes.

Literatur

S. Richter und R. Gärtner: Der Taster VA-B-13; radio und fernsehen 1 (1959) S. 13

Klaus K. Streng: Berechnung und Anwendung der Anodenbasisstufe; radio und fernsehen 24 (1958) und 2 (1959)

J. Czech: Oszillografen-Meßtechnik; Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik GmbH., Berlin-Borsigwalde

Einige Neuheiten der westdeutschen Industrie

Unter den zahlreichen Neuheiten und Entwicklungstendenzen, die dieses Jahr auf der Industriemesse in Hannover gezeigt wurden, verdienen einige Dinge die Aufmerksamkeit des Fachmannes in der DDR.

Bei den Fernsehempfängern erstrecken sich die Verbesserungen an den neuen Modellen auf die Gestaltung des Äußeren, auf bequemere und einfachere Servicemöglichkeiten und auf kleine technische Verbesserungen in bezug auf Bedienungskomfort und Betriebssicherheit.

Bei den Gehäusen zeigte man eine interessante Form (Bild 1), bei der die Bedienungsorgane nicht mehr unter der Bildröhre oder auf einer Seitenwand, sondern neben dem Bildschirm angeordnet sind. Abgesehen von gewissen Bequemlichkeiten bei der Bedienung (der Bildschirm wird dabei für dritte Zuschauer kaum verdeckt) ergibt diese Lösung eine angenehmere Gehäuseform — der beinahe quadratische „Kasten" ist einem langgestreckten Rechteck gewichen, das Problem der Lautsprecheranordnung (und damit auch der Schallabstrahlung) ist weit weniger kompliziert zu lösen als bei Geräten mit unter dem Bildschirm angeordneten Bedienungsorganen. Diese Gehäuseform besaßen auch die auf der Leipziger Frühjahrsmesse 1961 gezeigten sowjetischen TV-Empfänger [s. a. radio und fernsehen 8 (1961)].

Das Amplitudensieb mit Störaustastung ist heute allgemein mit der neuen Röhre ECH 84 bestückt — Bild 2 zeigt die Dimensionierung von Metz.

UHF steht nach wie vor im Vordergrund, nachdem das zweite Fernsehprogramm lange und oft genug angekündigt wurde. Mit der neuen Dezimeterwellentriode PC 88 sind einfachere Tunerkonstruktionen möglich, da die

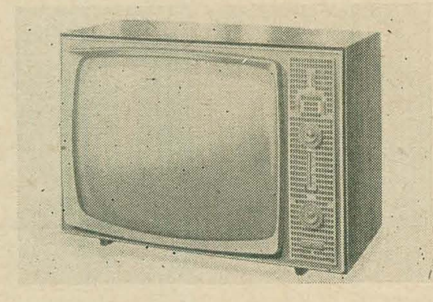


Bild 1: Fernsehempfänger „Capri" (Metz), Bedienungselemente auf der Seite neben dem Bildschirm angeordnet

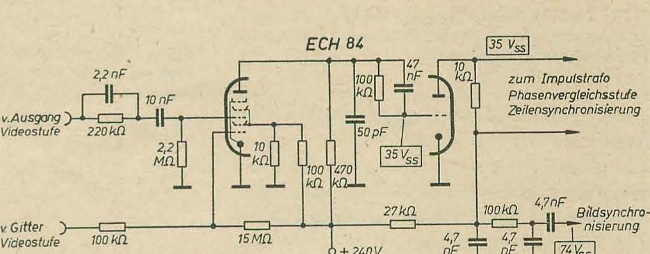


Bild 2: Amplitudensieb mit Störaustastung von Metz mit der neuen Triode-Heptode ECH 84

Rückwirkung dieser Röhre doch wesentlich geringer ist als bei der bisher verwendeten PC 86. Dies erleichtert auch die Nachgleicharbeiten bei eventuellem Röhrenwechsel und dergleichen mehr. Die gleiche Schaltung wie im Tuner wird auch für die Konverter (Umsetzer) für ältere Geräte verwendet. Hierbei ist zu bemerken, daß in der Bundesrepublik alle Kanäle des Bandes I besetzt sind, so daß die Ausgangsfrequenz je nach Ortslage auf einen gerade „freien" Kanal eingestellt werden muß. (In der DDR ist hierfür der nicht belegte Kanal 2 vorgesehen).

So bringt Valvo außer seinen neuen UHF-Tunern den VHF-Tuner AT 7641/80, bei dem durch einen Zugschalter die Mischröhre P(C)F 86 bei UHF-Empfang als erste ZF-Verstärkerstufe arbeitet, was bei knapper Auslegung des ZF-Teils sehr zu empfehlen ist (Bilder 3 und 4). Als Rauschzahl gibt Valvo für seine neuen Tuner folgende Werte an:

Typ	Band	Rauschzahl
AT 7641/80	I	3,5
AT 7641/80	III	6,0
AT 6322/1	IV	17 ··· 20
AT 6322/1	V	20 ··· 25

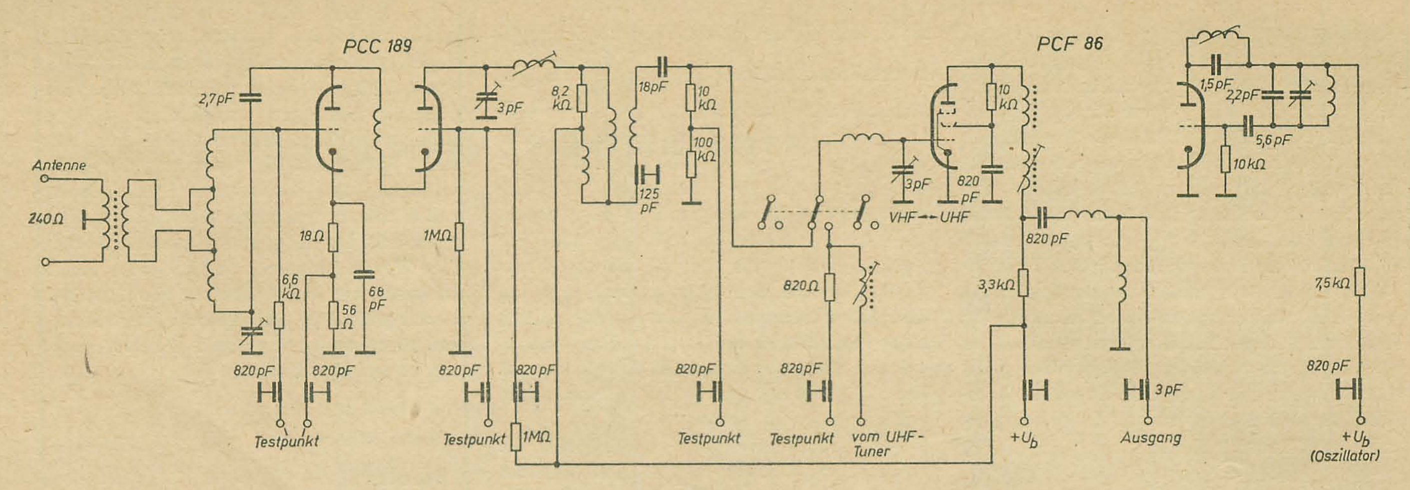


Bild 3: Stromlaufplan des VHF-Tuners AT 7641/80 von Valvo, bei dem die VHF-Mischröhre bei UHF-Empfang als erste ZF-Verstärkerröhre verwendet wird

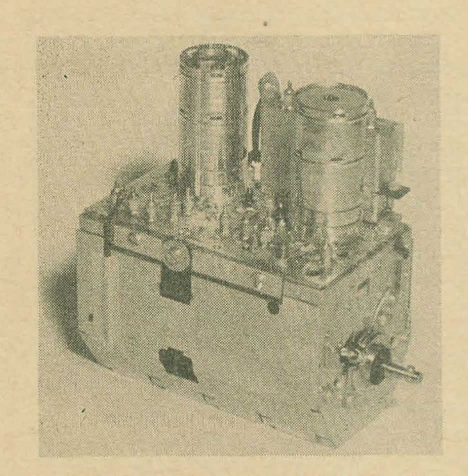
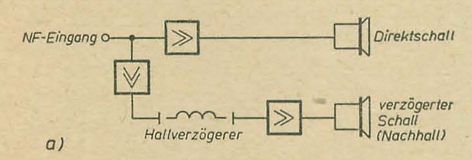
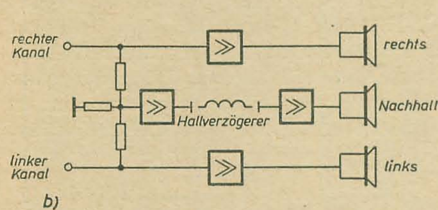


Bild 4: Ansicht des Tuners aus Bild 3, der Zugschalter befindet sich in seiner Abschirmung hinten rechts auf dem Chassis





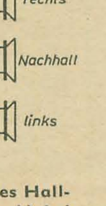


Bild 5: Zwei Beispiele für die Schaltung des Hallsystems von Grundig a) bei monauraler b) bei stereofonischer Wiedergabe

Man ersieht aus diesen Angaben die Verbesserung im Band IV/V.

Eine günstige Lösung für den UHF-Empfang beim Fernsehen bedeuten die Gemeinschaftskonverter, da diese wegen der hohen Dämpfung der Antennenkabel im Band IV/V (und wegen des sowieso vorhandenen Antennenwaldes) vorzuziehen sind. Siemens bringt dieses Jahr auch zum ersten Male Antennenverstärker für das Band IV/V, die mit 1 bis 3 Stück PC 86 bestückt sind. Als Empfindlichkeit werden 12 ··· 18 kT_0 angegeben. Diese Verstärker sind folglich in der Lage, den Dezimeterwellenempfang auch dann noch zu garantieren, wenn dies als Folge eines zu langen Antennenkabels normalerweise unmöglich wäre.

Auf dem Gebiet der Elektroakustik kam man zu interessanten Lösungen:

Ein prinzipieller Nachteil der bisherigen Lautsprecherwiedergabe lag darin, daß der Nachhall des Aufnahmeraumes zusammen mit dem Direktschall abgestrahlt wurde. Auch die seitenbezogene Stereofonie brachte hier keine Besserung [s. auch Heft 9 (1958) S. 289 ··· 292]. Von Grundig stammt nun folgende Lösung nach Hammond:

Ein Teil des niederfrequenten Signals wird einem elektromagnetischen Wandler zugeführt (benötigte Leistung etwa 2 W). Dieser Wandler regt Spiralfedern zu mechanischen Schwingungen an, die am Ende der Feder wieder einem Wandler zugeführt werden (Ausgangsspannung etwa 2 mV). Das „über Spirale" geleitete Signal ist gegenüber dem ursprünglichen um eine gewisse Zeitdauer verzögert (etwa 1,7 s). Da der Schall in Metall wesentlich schneller fortgeleitet wird als in Luft, kommt man mit kleinen Federlängen aus. Das verzögerte Signal wird nach Verstärkung über Lautsprecher in den Wiedergaberaum gestrahlt und erzeugt (günstige Lautsprecheranordnung vorausgesetzt) einen verblüffent echten „Raum"-Eindruck. Bild 5 zeigt die Prinzipschaltung der Halleinrichtung für monaurale und stereofonische Wiedergabe, die Bilder 6 und 7 zeigen den mechanischen Aufbau.

Eine andere überraschende Neuheit bildete das Tonbandgerät RK-5 von Philips (Bild 8). Es handelt sich um einen volltransistorisierten batteriegespeisten Apparat, dessen Vorführung beim Berichterstatter einen sehr günstigen Eindruck hinterließ. Die wichtigsten Daten:

Bandgeschwindigkeit	4,75 cm/s
Gleichlauffehler:	≦ 0,5 %

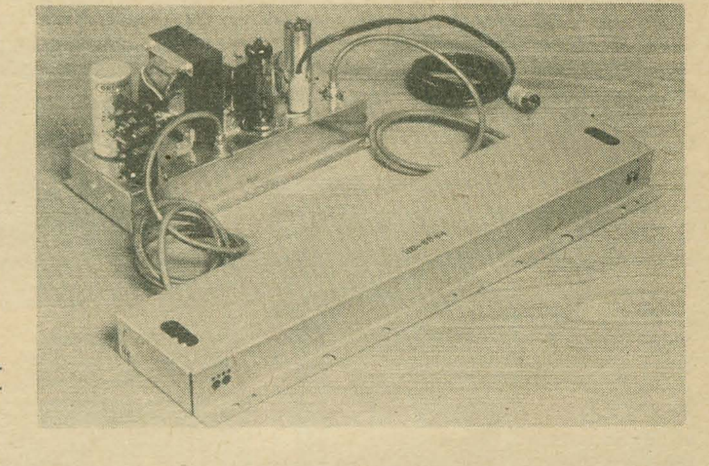


Bild 6: Ansicht des Hallsystems mit dem zusätzlichen Verstärker

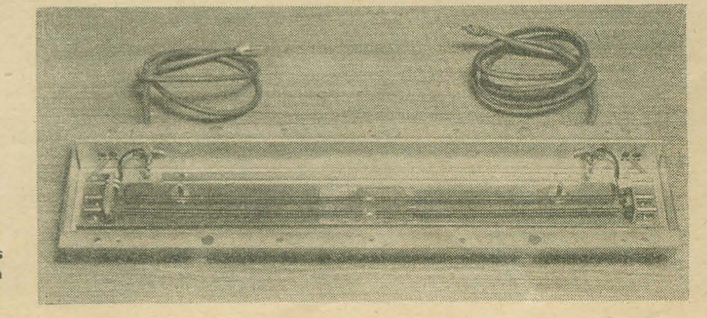


Bild 7: Innenansicht des Hallsystems mit den Spiralfedern



Bild 8: Philips-Batterie-Tonbandgerät RK 5

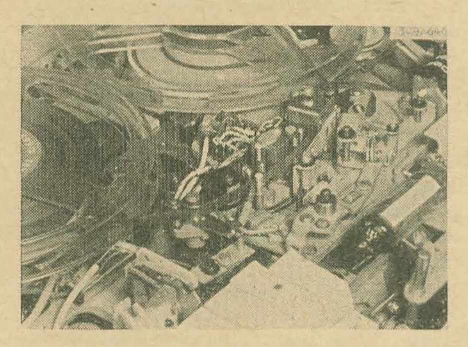


Bild 9: Neue Bandführung mit Hilfe eines Kunststoffbandes, das sich bei Drücken der Wiedergabetaste an die Köpfe preßt

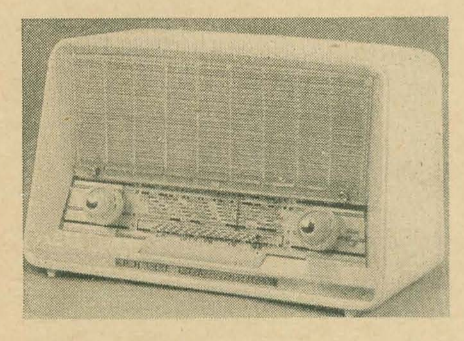


Bild 10: Philips-„Philetta-Transistor"

Bild 11: Stromlaufplan der Umschalteinrichtung für Stromversorgung und Lautsprecher für den Kraftwagen im Graetz-„Joker" ▶

Bild 12: Stromlaufplan des Taschenempfängers „solo-boy" von Grundig ▼

Spieldauer:	2 × 1 Stunde (Doppelspur)
Frequenzumfang:	100 ··· 6000 Hz
Dynamik:	≧ 60 dB
Eingangsspannung:	0,3 mV an 2 kΩ
Ausgangsspannung:	≧ 1 V an 0,5 MΩ
Ausgangsleistung:	250 mW an eingebautem 10-cm-Lautsprecher
Bestückung:	4 × OC75, 2 × OC72, OA 91
Stromversorgung:	9 V (6 Monozellen)
Abmessungen in mm:	265 × 95 × 190
Gewicht:	3,6 kp

Auch an Heimmagnettongeräten waren manche interessante Verbesserungen zu erkennen. Bekanntlich ist das Flattern des Bandes (besonders bei schlecht gespulten und dadurch leicht verzogenen Bändern) um so unangenehmer, je niedriger die Bandgeschwindigkeit liegt. Um nun auch in „schwierigen" Fällen ein einwandfreies Anliegen des Bandes an den Köpfen zu gewährleisten, sieht Grundig folgende Lösung vor:

Ein Kunststoffband drückt nach Drücken der Wiedergabetaste das Band sicher an die Köpfe (Bild 9).

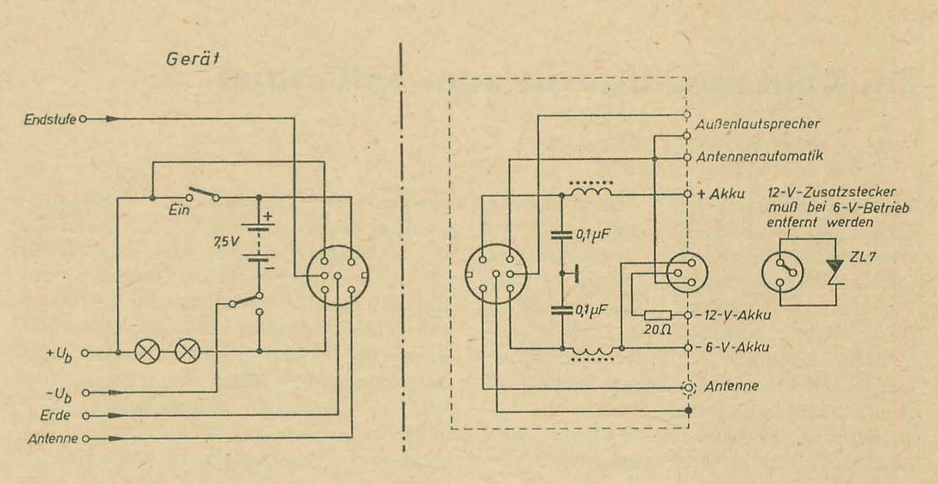
Bei den Rundfunkempfängern scheint der röhrenbestückte Typ zu einem Abschluß in der Entwicklung gekommen zu sein. Zunehmend mehr kündigt sich der Übergang zum volltransistorisierten Typ an. Für seine neue volltransistorisierte Philetta (Bild 10) gibt Philips folgende Daten an:

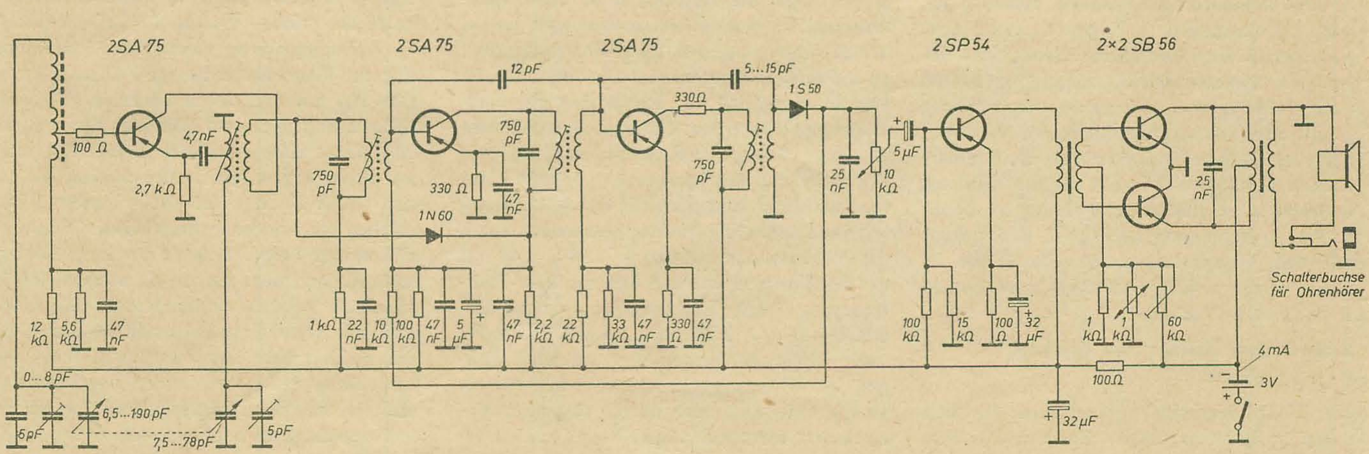
Wellenbereiche:	UKW, KW, MW und LW
Anzahl der Kreise	6 (AM), 13 (FM)
Bestückung:	AF 114, AF 115, 3 × AF 116, 2 × OC 75, 2 × OC 74, 4 × OA 79
Ausgangsleistung:	etwa 1 W
Stromversorgung:	9 V (6 Monozellen)
Stromaufnahme:	50 mA bei mittl. Lautstärke
Abmessungen in mm:	290 × 180 × 170
Gewicht:	4,1 kp (mit Batterien)

Als kleiner „Knüller" der neuen Philetta sei die Skalenbeleuchtung genannt, die nur während des Abstimmvorgangs eingeschaltet ist — zwecks Schonung der Batterien, die lt. Hersteller bis zu 300 Betriebsstunden ermöglichen.

Autosuper oder Mehrzweckgerät im Auto? Diese Frage ist noch immer nicht entschieden und wird, wie es den Anschein hat, in dieser Form nicht zu beantworten sein. Für Berufskraftfahrer, Taxen usw. hat der Autosuper nach wie vor seine Berechtigung, während der Sonntagsfahrer meist ein Gerät vorzieht, das er auch anderweitig (Camping, Wohnung, Hotel) benutzen kann.

Autosuper werden in diesem Jahr nahezu ausschließlich auf Transistoren umgestellt, da sich mit ihnen auch der HF-Teil heute kleiner, leistungssparender und betriebssicherer bauen läßt als mit Niedervoltröhren. Die Befürchtung, daß Transistoren im Kraftwagen an heißen Sommertagen thermisch überlastet würden, hat sich nicht bestätigt — allerdings empfiehlt es sich, eine sorgfältige Temperaturstabilisierung der Transistoren vorzusehen und sie nicht bis zu ihrer maximalen Verlustleistung zu beanspruchen.





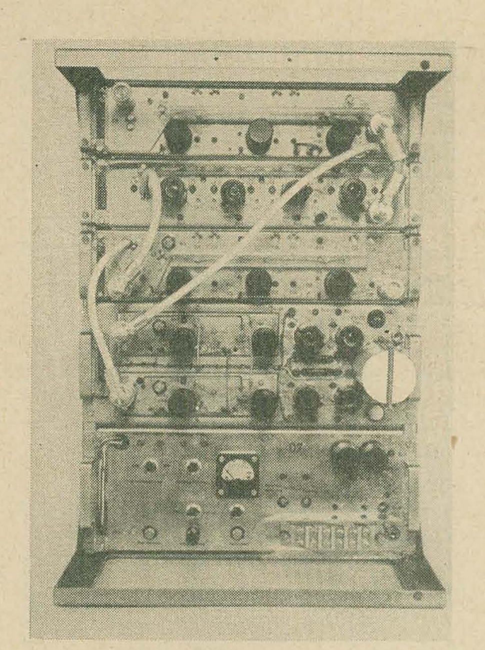


Bild 13: Teilansicht des Fernsehumsetzers US 526 (Pressefoto Telefunken)

Wer jedoch sein Transistorkoffergerät auch im Kraftwagen verwenden will, zieht einen zweckmäßig im Armaturenbrett eingebauten zweiten Lautsprecher und die Entnahme der Stromversorgung aus dem „Bordnetz" für diesen Zweck vor. Bild 11 zeigt die über einen siebenpoligen Stecker bewirkte Umschaltung des neuen „Joker" von Graetz (eine ausführliche Beschreibung einschl. Testbericht ist für einen späteren Termin vorgesehen).

Die Taschenempfänger wurden noch kleiner als bisher. Natürlich ist eine derart ins Extreme gehende Miniaturisierung umstritten, und der Rundfunkmechanikermeister der alten Schule, der vor der Aufgabe steht, ein derartiges Gerät zu reparieren, wird sich nicht gerade glücklich dabei fühlen. Dennoch ist die Miniaturisierung eine ernstzunehmende Entwicklungstendenz, die auf allen Gebieten der Elektronik stark im Vormarsch ist — warum also nicht auch bei Rundfunkempfängern? Der neue „solo-boy" von Grundig bringt es auf 78 × 54 × 24,5 mm, seine Schaltung zeigt Bild 12.

Unter den zahlreichen Neuheiten von Telefunken sei hier der Fernsehumsetzer US 526 erwähnt. Dieses Gerät ist für die Fernsehversorgung schwieriger Empfangsanlagen (Talkessel usw.) bestimmt. Es setzt das im Band I oder III empfangene Signal in den UHF-Bereich um, in dem z. Z. nicht alle Kanäle belegt sind und Störungen weit entfernt arbeitender Sender im gleichen Kanal infolge Überreichweiten nicht zu erwarten sind. Das Gerät arbeitet mit drei Röhren 2 C 39 BA (Scheibentrioden in keramischer Ausführung) in der Leistungsstufe. Bild 13 zeigt einen offenen Teil der Anlage, die 5 W Hochfrequenzleistung an die Antenne abgeben kann.

Einige Entwicklungsarbeiten der Firma Siemens liegen auf einem Gebiet, dessen Bedeutung zur Zeit noch gar nicht abgeschätzt werden kann:

Aus dem Physikunterricht ist der sog. Peltier-Effekt bekannt. Es handelt sich hierbei um eine Temperaturerniedrigung bei Stromübertritt an einer Verbindungsstelle von

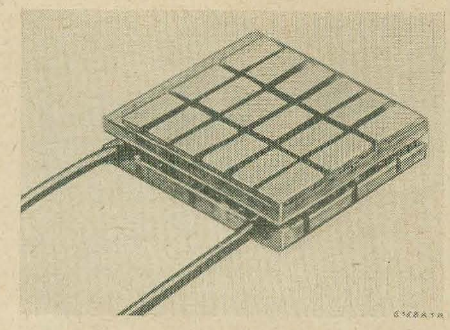


Bild 14: Halbleiter-Kühlelement von Siemens

zwei Leitern, also in gewissem Sinne eine Umkehrung der Vorgänge des Thermoelementes. Bisher war der Wirkungsgrad des in der Praxis auftretenden Peltier-Effektes so gering, daß an eine industrielle Verwertung nicht zu denken war. Mit modernen Halbleitermaterialien lassen sich jetzt bereits beachtliche Wirkungsgrade erzielen, so daß ein elektronischer Kühlschrank denkbar erscheint. Bild 14 zeigt die Ansicht eines praktisch realisierten Kühlelementes.

In diesem Zusammenhang sei auf Veröffentlichungen in der Fachpresse hingewiesen, die eine nach dem Peltier-Effekt arbeitende Kühlvorrichtung für Transistoren beschreiben. Es leuchtet ein, daß eine zweckmäßig ausgeführte Kombination Transistor-Kühlelement das Arbeiten mit höheren Umgebungstemperaturen bzw. den Betrieb mit höherer Verlustleistung ermöglichen, als ursprünglich für den betreffenden Transistor vorgesehen.

St.

Ein Röhrenprüfgerät zum Selbstbau

WOLFGANG WORNATSCH

Es ist nicht immer möglich, eine vermutlich defekte Röhre in einem Gerät durch den probeweisen Einbau einer Ersatzröhre zu ersetzen, um sich so von der Richtigkeit der Vermutung zu überzeugen. Da Messungen im Gerät oft sehr zeitraubend sind, ist es vorteilhaft, die Röhre auf ein Prüfgerät zu stecken und so über ihren Zustand schnell Aufschluß zu bekommen. Feinschluß-, Schluß- und Vakuumprüfung sind ebenfalls sehr wichtig. Beim Aufbau des hier beschriebenen Gerätes wurden auf handelsübliche Bauteile, räumlich geringe Abmessungen, geringes Gewicht und einfachen Aufbau besonderer Wert gelegt. Es kann der normale Betriebszustand der Röhre nachgebildet werden. Die gemessenen Ströme, geteilt durch die auf der Lochkarte verzeichneten, sind ein prozentualer Wert der Brauchbarkeit der Röhre. Obwohl oft die Meinung vertreten wird, eine Röhrenprüfung sei nichts reelles, so ist das nur bedingt in Verbindung mit den Verwendungszweck der Röhre in einem Gerät richtig (Aufnahmen statischer Kennlinien sind möglich).

Elektrischer Aufbau des Gerätes

Vorprüfung

Zur Elektrodenschlußprüfung wird die noch zulässige Spannung Faden/Katode 60 V dem Spartrafo Tr_2 entnommen. Die Strombegrenzung erfolgt durch den Kondensator C_3. Mit der Drossel Dr (HF-Drossel, etwa 300 bis 500 Ω; 0,1 ··· 0,2 H) wird der Einschaltstromstoß bei Phasengleichheit des Ladungsrestes von C_3 und dem Netz bedämpft, so daß die Glühbirne 6 V/0,05 A beim Schalten nicht durchbrennt. Die Schalterkontakte S_3 sind von 1 ··· 7, S_4 von 2 ··· 8 bezeichnet und sind im Uhrzeigersinn an den Röhrensockelanschlüssen 1 ··· 8 angeschlossen. 0 und 1 bilden in der Regel die Heizung. 0 ist nicht angeschlossen, da sich die Heizspannungen der bei der so vorgenommenen Heizfadenprüfung der 60-V-Prüfspannung zuaddieren würden. Es können so schnell alle Elektroden gegeneinander geprüft werden. Die Signallampe leuchtet dann bei gleicher Schalterstellung von S_3 u. S_4 bei den Kontakten 2/2 ··· 7/7 auf. Elektrodenschlüsse sind ebenfalls durch Aufleuchten der Lampe, die Art der Elektroden durch die Schalternummerierung in Verbindung mit der Lochkarte erkennbar. Mit der 60-V-Prüfspannung sind Elektrodenübergangswiderstände von 1 ··· 2 kΩ noch gut erkennbar. Da auch Elektrodenfeinschlüsse auftreten können, die Übergangswiderstände von mehr als 10 MΩ aufweisen oder durch schlechtes Vakuum der Innenwiderstand der Röhre im geheizten Zustand unter 10 MΩ kommt, kann mit Hilfe der Glimmlampe Gl durch den Umschalter Sv auf 250 V= geschaltet werden, womit dann ein Feinschluß noch bis 10 MΩ gut erkennbar wird. Im geheizten Zustand der Röhre muß darauf geachtet werden, daß die Katode immer +Potential erhält, da sonst sämtliche Elektroden gegen Katode einen Schluß vortäuschen. Eine ECL 81 zeigte z. B. im praktischen Betrieb als Endröhre öfter Brodeln und Rauschen. Bei der Vorprüfung zeigte sich ein Feinschluß zwischen Gitter-Anode des Triodensystems, der bei der späteren Vakuumprüfung einen Anodenstromanstieg zur Folge hatte, da der Feinschluß von < 10 MΩ mit dem durch die Taste FT in die Gitterleitung gelegten 1 MΩ einen Spannungsteiler bildet und dem Gitter gleichzeitig positive Spannung zuführt. Andererseits hat je nach Größe ein Katoden-Gitterfeinschluß ein Abfallen des Anodenstromes bei der Vakuumprüfung zur Folge. Tritt er nur im geheizten Zustand der Röhre auf, so ist wahrscheinlich schlechtes Vakuum vorhanden. Nicht immer muß eine Röhre eines Feinschlusses wegen als unbrauchbar bezeichnet werden. Da bei der Vorprüfung die Röhre in der Regel geheizt wird, ist mit dem Kippschalter Sw auf V = Vorprüfung zu schalten, wobei bei span-

nungsabgeglichenen Röhren der E/A/D-Serie auf p = parallel, bei stromabgeglichenen Röhren auf s = Serie am Kippschalter SH zu gehen ist. Mit dem im Primärkreis liegenden Regelwiderstand R_1 kann dann die Spannung bzw. der Strom am Multizet (bei Reihe auf 300 mA) eingestellt werden. Dabei sind die Kontakte an der Buchsenplatte mit Hilfe der Lochkarte zur betreffenden Heizspannung zu stecken. Die Heizleistung wird dem Trafo Tr_1, einem geänderten Netztrafo VE 301 Dyn, dessen Kernquerschnitt auf die Hälfte verringert wurde, mit einer Wicklung für parallelgeheizte Röhren und einer für reihengeheizte Röhren entnommen. Es empfiehlt sich, den Heizregler ausschaltbar (bei Linksanschlag) zu machen, da manche Elektrodenanschlüsse sich nur bei abwechselnder An- und Abschaltung der Heizung bemerkbar machen.

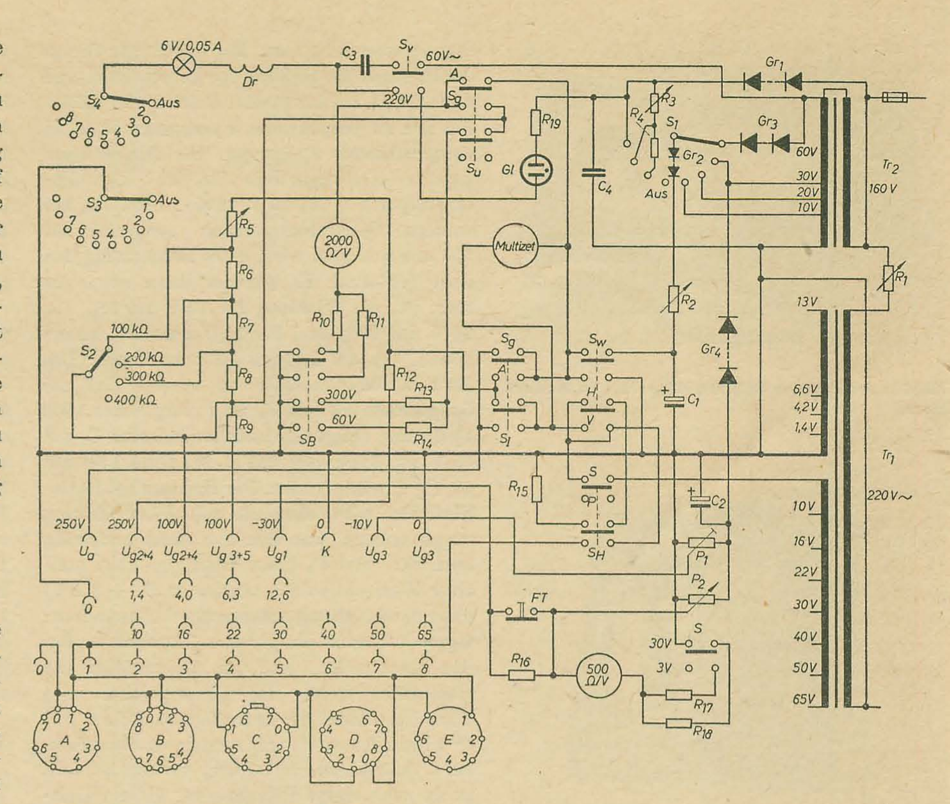


Bild 1: Schaltung des Röhrenprüfgerätes

Hauptprüfung

Hierbei sind insgesamt drei Meßinstrumente in Betrieb (für die Anoden- und Schirmgitterspannungen ein möglichst hochohmiges Voltmeter von etwa 2000 Ω/V). Die Spannungen werden des Aufwandes wegen nicht von stabilen Spannungsteilern, sondern von Vorwiderständen eingestellt. Der Eigenverbrauch des Voltmeters bei der Schirmgitterstrommessung geht als Meßfehler ein; er ist aber so gering (bei der üblichen U_{g2}-Einstellung von 100 V ≈ 0,17 mA), daß er meist vernachlässigt werden kann. Die vom Schalter S_1 kommende Gleichspannung wird für Ströme bis etwa 15 mA mit R_3 geregelt. Über R_2 werden Ströme bis etwa 150 mA dem Ladekondensator C_1 zugeführt. Bei der Kontaktstellung R_4 vom Schalter S_1 kann mit R_3 und R_2, durch den Spannungsabfall an $R_4 + R_3 + R_2$ bei einer Belastung durch die Röhrenströme von 1 mA an C_1 auf 200 V, bei 5 mA Belastung auf 100 V heruntergeregelt werden (bei C_1 = 100 μF). Kleinere Werte können bei Trioden über das Schirmgitter gemessen werden. Der auf H stehende eine Umschalterzweig SW legt den entsprechenden Strombereich des Multizets je nach Stellung des Umschalters SI in den Anoden- oder Schirmgitterstrom der Röhre. Der augenblicklich nicht gemessene Strom wird über den anderen Zweig des Umschalters SI direkt an die Elektrode geführt. Der zweite Zweig des Umschalters SW legt bei der Hauptprüfung SH bei Reihenheizung R_{15} als 300-mA-Bereichsersatz des Multizets in den Heizkreis. Mit dem Umschalter SU kann abwechselnd das Voltmeter (2000 Ω/V) an die Anodenspannung bzw. an die Schirmgitterspannung hinter $R_5 \cdots {}_8$ gelegt werden; mit diesen mit S_2 einschaltbaren Festwiderständen und dem Regler R_5 wird die Schirmgitterspannung eingeregelt. Es macht sich dabei erforderlich, R_2 bzw. R_3 und R_5 wechselweise zur Anoden- und Schirmgitterspannungseinstellung zu bedienen, was aber nach einiger Erfahrung in kurzer Zeit geschehen ist. Der Schirmgittergesamtvorwiderstand 400 kΩ wurde aus Belastungsgründen aufgeteilt. Somit ist es möglich, für R_5 mit einem Schichtpotentiometer 2 W auszukommen. Endröhren, deren Schirmgitter die volle Anodenspannung bekommen, werden über R_{12} an die Buchse U_{g2+4} gelegt. Mit dem Umschalter SB kann der Spannungsbereich 300 V und 60 V geschaltet werden; gleichzeitig werden bei der Umschaltung des Instrumentes von Schirmgitter- auf Anodenspannung die Belastungswiderstände R_{13} bzw. R_{14} eingeschaltet, um ein Ansteigen der Schirmgitterspannung zu vermeiden. P_2 dient zur Gittervorspannungseinstellung, die am Voltmeter 500 Ω/V in den Bereichen 3 V und 30 V abgelesen wird. Mit der Federtaste FT oder einem Schalter kann der Widerstand R_{16} in die Gitterleitung getastet werden und gibt bei Veränderung des Anodenstromes Aufschluß über schlechtes Vakuum (evtl. auch Feinschluß) der Röhre. Das Einstellpotentiometer P_1 wird zur U_{g3}-Einstellung, bei Hexoden wenn nicht mit 0 angegeben, (normal —8 ··· —10 V) verwendet. Die Buchse U_{g3+5} ist für ältere Oktoden vorgesehen. R_9 liegt dabei mit ≈ 5 kΩ so günstig, um die meist angegebenen Meßwerte ohne zusätzliche Regler zu bekommen. Die Messung bei Gleichrichterröhren erfolgt mit dem Innenwiderstand der Röhre bei 10 ··· 30 V=. Dadurch vereinfacht sich der Aufbau des Gerätes wesentlich, da keine Belastungswider-

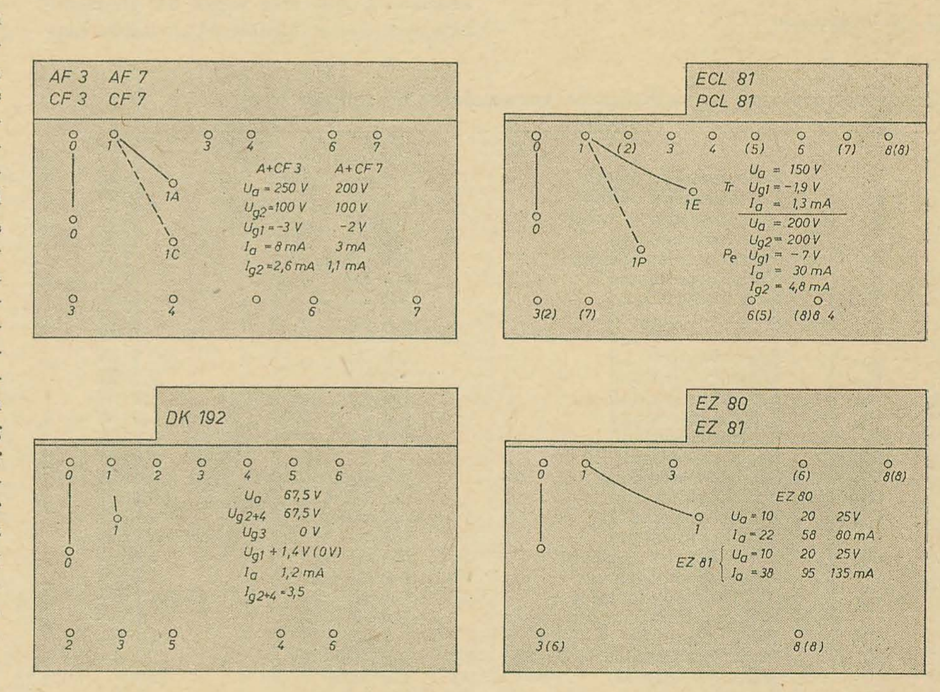


Bild 2: Verschiedene Lochkarten für das Röhrenprüfgerät

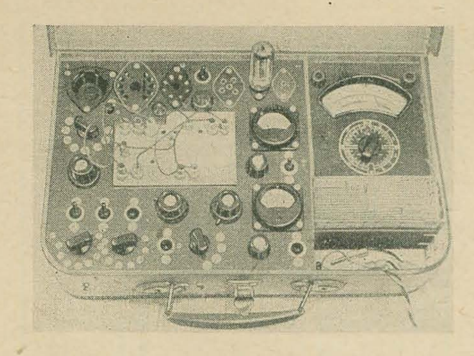


Bild 3: Aufbau des Röhrenprüfgerätes in Kofferform

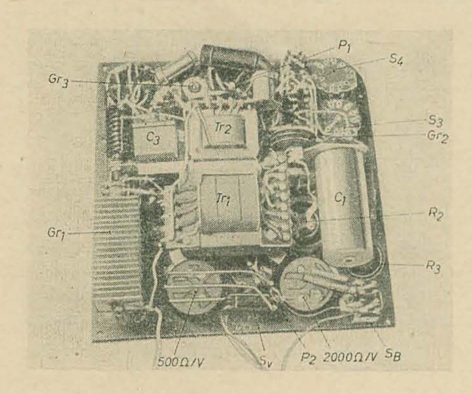


Bild 4: Innenansicht

stände notwendig sind. Der angezeigte Strom der Röhre ist ein Maß für den Innenwiderstand und damit im normalen Betrieb der Röhre für den zu erwartenden Spannungsabfall bei entsprechender Belastung. Die Spannungen werden dem Spartrafo Tr_2 mit den Anzapfungen 10, 20, 30 V entnommen. Da bei starken Gleichrichterröhren eventuell bis 150 mA gemessen wird, ist es zweckmäßig, bei dem Trafokern E/I 48, der dann etwas zu klein ist, die Wicklung für 10 V um 5%, für 20 V um 10% und für 30 V um 15% zu erhöhen, um an C_1 noch 30 V zu haben. Um Batterieröhren messen zu können, ist ein Schalterkontakt an S_1 60 V vorgesehen. Die Spannung steigt am Ladekondensator C_1 auf 85 V_s an, kann aber mit R_2 bei 1 mA Last auf 68 V gebracht werden. Die Heizung bei Batterieröhren wird ebenfalls mit Wechselstrom vorgenommen, was sich hier nicht nachteilig auswirkt. Mit P_2 kann allerdings kein positiver Wert eingestellt werden (z. B. + 1,4 V) ohne die Schaltung entsprechend abzuändern; $Ug_1 = 0$ V gibt die gleichen Ergebnisse. Bei den Lochkarten wird die Reihenfolge der Elektroden immer im Uhrzeigersinn vom Sockelschaltbild der betreffenden Röhre, mit 0—1 Heizung angefangen, abgelesen. Beim Sockel C (amerikanisch) ist 0—1 vertauscht, weil es da noch einige Röhren gibt, die ein Heizfadenende nicht auf 0 sondern auf 6 haben. Anschluß 1 muß aber wegen der Heizspannungseinstellung am Multizet am selben Kontakt bleiben. Die Heizverbindungen auf der Lochkarte sind dann 0—6 u. 1—6,3. Beim E-Sockel (7 pol.) ist der Heizfadenanschluß für Batterieröhren ausgelegt, die Röhren ECC 91, EC 94, EC 92, EF 95/96, die den gleichen Sockel haben, müßten einen zweiten Sockel bekommen, oder man verzichtet dort ganz auf die Heizspannungsmessung. Der Schalter SH ist dann auf s zu stellen. Der Heizstrom bei den gleichen U-Typen ist so wieder meßbar. Auf den Lochkarten werden die Löcher mit 0—8 markiert, wobei das erste Röhrensystem z. B. blau, das zweite rot, und die Diodenstrecken mit grün bezeichnet wurden. Die Heizverbindungen werden zur besseren Übersicht mit Linien verbunden (siehe Bild 2). Es ist möglich, mehrere Röhren mit gleichen Sockelanschlüssen, aber mit verschiedenen Heizspannungen und verschiedenen Meßwerten auf einer Karte unterzubringen, z. B. ECC 85, PCC 85, UCC 85 oder ECC 81/82/83. Hierdurch ist es möglich, etwa 100 Röhrentypen auf 60 Lochkarten unterzubringen. Auf den Karten, die eine Größe von 7,5 × 11 cm haben, wurden auf den freien Stellen die Meßwerte aufgetragen.

Wickelangaben

Trafo Tr_1 (VE Dyn 4,2 cm² 12 Watt)

Netzwicklung

220 V	1970 Wdg.	0,16 mm ⌀ CuL

1. Heizwicklung (innen)

1,4 V	14 Wdg.	1,0 mm ⌀ CuL
4,2 V	40 Wdg.	1,0 mm ⌀ CuL
6,6 V	63 Wdg.	0,75 mm ⌀ CuL
13,0 V	125 Wdg.	0,3 mm ⌀ CuL

2. Heizwicklung (außen)

10 V	97 Wdg.	0,4 mm ⌀ CuL
16 V	155 Wdg.	0,4 mm ⌀ CuL
22 V	216 Wdg.	0,4 mm ⌀ CuL
30 V	300 Wdg.	0,4 mm ⌀ CuL
40 V	402 Wdg.	0,25 mm ⌀ CuL
50 V	505 Wdg.	0,25 mm ⌀ CuL
65 V	660 Wdg.	0,25 mm ⌀ CuL

Spartrafo Tr_2 (E/I 48 2,4 cm² 4 Watt)

Wicklung (innen)

160 V

2685 Wdg. 0,1 mm ⌀ CuL

Wicklung (außen)

60 V

1000 Wdg. 0,1 mm ⌀ CuL

30 V

500 Wdg. + 75 Wdg. 15% 0,3 mm ⌀ CuL

20 V

332 Wdg. + 33 Wdg. 10% 0,3 mm ⌀ CuL

10 V

166 Wdg. + 8 Wdg. 5% 0,3 mm ⌀ CuL

Die 10-, 20- und 30-V-Wicklungen sind in der 60-V-Wicklung mit enthalten und von 1000 Wdg. beim Wickeln abzuziehen, Gesamtwindungstahl also 3685 Wdg.

Durch den einfachen Gesamtaufbau, den relativ geringen Aufwand an Bauteilen, den kleinen Raumbedarf und das niedrige Gewicht (handelsüblicher Kleinkoffer 350 × 210 × 90 mm, Gesamtgewicht mit Multizet etwa 4 kp), dürfte ein Nachbau lohnend sein und der Amateur kaum auf Schwierigkeiten stoßen.

Zusammenstellung der wichtigsten verwendeten Einzelteile

R_1	Potentiometer (Draht)	1 kΩ	5 W
R_2	Potentiometer (Draht)	1 kΩ	10 W
R_3	Potentiometer (Draht)	10 kΩ	3 W
R_4	Schichtwiderstand	10 kΩ	1 W
R_5	Potentiometer (Schicht)	100 kΩ lin	2 W
R_6	Schichtwiderstand	100 kΩ	1 W
R_7	Schichtwiderstand	100 kΩ	0,5 W
R_8	Schichtwiderstand	100 kΩ	0,25 W
R_9	Schichtwiderstand	etwa 5 kΩ	0,5 W
R_{10}	Schichtwiderstand	600 kΩ	0,5 W
R_{11}	Schichtwiderstand	120 kΩ	0,25 W
R_{12}	Schichtwiderstand	100 Ω	0,1 W
R_{13}	Schichtwiderstand	600 kΩ	0,5 W
R_{14}	Schichtwiderstand	120 kΩ	0,25 W
R_{15}	Drahtwiderstand	3 Ω	1,0 W
R_{16}	Schichtwiderstand	1 MΩ	0,25 W
R_{17}	Schichtwiderstand	1,5 kΩ	0,1 W
R_{18}	Schichtwiderstand	15 kΩ	0,25 W
R_{19}	Schichtwiderstand	100 ... 300 kΩ	0,1 W
P_2	Potentiometer (Schicht)	50 ... 100 kΩ log	0,25 W
P_1	Einstellpotentiometer	50 ... 100 kΩ	
C_1	Elektrolytkondensator	50 ... 100 μF	350/385 V—
C_2	Elektrolytkondensator	5 ... 10 μF	35 V—
C_3	MP-Kondensator	4 μF	250 V—
C_4	Papierkondensator	0,1 ... 0,25 μF	500 V—
Gr_1	Selengleichrichter	60 ... 150[1] mA	220 V
Gr_2	Selengleichrichter	150 mA	30 V
Gr_3	Selengleichrichter	10 ... 20[2] mA	30 V
Gr_4	Selengleichrichter	3 ... 5 mA	30 V
$S_{1,3,4}$	Stufenschalter	8 pol.	Elrado (Dorfhain)
S_2	Stufenschalter	4 pol.	Elrado (Dorfhain)
Sv	Kippumschalter	1 pol.	
SH/W/U/I/B	Kippumschalter	2 pol.	
FT	Ruhestromtaste	1 pol.	
Tr_1	Heizspannungstrafo		
Tr_2	Vorspannungstrafo		
Dr	Drossel (Hf-Dr.)		
Gl	Telefonsignalglimmlampe		
	Glühbirne		6 V / 0,05 A
	Drehspulinstrument	2000 Ω/V	
	Drehspulinstrument	500 Ω/V	
	Vielfachinstrument	(Multizet oder ähnliches; im Mustergerät nur im Koffer eingesetzt)	

Steckverbindung mit Klemmclips für Kolbenkappenanschluß,
Röhrensockel je nach Bedarf evtl. mit Adapterzusätzen
Feinsicherung 0,2 ... 0,3 A

---

[1]) je nach Endröhrentypen
[2]) je nach Batterieröhrentypen

Ersatzschaltbilder von Verstärkern mit Elektronenröhren Teil 2

R. GÄRTNER

Anwendungen von Transformationsregeln bei der Aufstellung von Ersatzschaltbildern bei Schaltungen mit zwei Röhren

Kaskodeschaltung

Nachdem wir uns im bisherigen Teil mit der Ableitung des Verfahrens vertraut gemacht haben, soll nun dieses auf Verstärkerschaltungen mit zwei Röhren angewendet werden. Hierzu soll als erstes die Kaskodeschaltung aus (Bild 10) gewählt werden, die aus einer Reihenschaltung eines Katodenbasis- und eines Gitterbasisverstärkers besteht. Der Anodenstrom i_a steigt mit sich in positiver

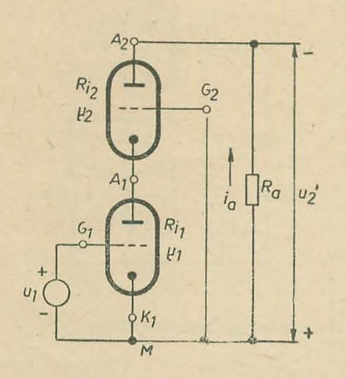


Bild 10: Prinzipschaltbild des Kaskodeverstärkers

Bild 11: Ersatzschaltbilder des Kaskodeverstärkers, a) für die Anode A_1, b) für die Anode A_2

Richtung ändernder Eingangsspannung u_1, fließt also gegen den Uhrzeigersinn durch R_a. Bei dieser Schaltung kann man drei Ersatzschaltbilder für die Katode K_1 und die Anoden A_1 und A_2 aufstellen. Alle drei sind natürlich völlig gleichwertig und liefern die gleichen Beziehungen für $u_2' = f(u_1)$. Welches der Ersatzschaltbilder aufzustellen ist, hängt ganz von der Anwendung ab. Das für die Katode K_1 gültige Ersatzschaltbild nutzt praktisch wenig. Will man die Schaltung am Verbindungspunkt A_1 beider Systeme belasten, so ist es sinnvoll, das Ersatzschaltbild für diesen Punkt aufzustellen. Wir zeichnen dazu die Punkte A_1 und M in das Ersatzschaltbild (Bild 11a) und blicken nach oben in die Katode der Röhre 2 und nach unten in die Anode der Röhre 1. Die Gitterspannung an der Röhre 2 ist Null, wir transformieren also nur die Reihenschaltung der Widerstände R_{i_2} und R_a nach Regel 4 an die Katode der Röhre 2, indem wir sie mit $\frac{1}{\mu_2 + 1}$ multiplizieren. Diese Widerstände liegen zwischen den Punkten A_1 und M und werden an dieser Stelle im Ersatzschaltbild eingezeichnet. Blicken wir andererseits in die Anode des Systems 1, so sehen wir die Spannungsquelle $\mu_1 \cdot u_1$ und den Innenwiderstand R_{i_1}. Beide liegen ebenfalls zwischen A_1 und M und bilden den zweiten Zweig im Ersatzschaltbild. Aus diesem lesen wir unmittelbar ab

$$i_a = \frac{\mu \cdot u_1}{R_{i_1} + \frac{R_a + R_{i_2}}{\mu_2 + 1}}$$

und

$$u_2' = -i_a R_a$$

$$= -\mu_1(\mu_2 + 1)\,u_1 \frac{R_a}{R_a + R_{i_2} + R_{i_1}(\mu_2 + 1)}. \qquad (13)$$

Die Impedanz an dieser Stelle ist gleich der Parallelschaltung von R_{i_1} und $\frac{R_a + R_{i_2}}{\mu_2 + 1}$, also gleich

$$R_{i_{A_1}}' = \frac{1}{\frac{1}{R_{i_1}} + \frac{\mu + 1}{R_a + R_{i_2}}}. \qquad (14a)$$

Zur Aufstellung des Ersatzschaltbildes für die Anode A_2 zeichnen wir zunächst den zwischen diesem Punkt und M liegenden Anodenwiderstand R_a ein (Bild 11b). Dann werden die Eingangsspannung u_1 und der Innenwiderstand R_{i_1} nach den Regeln 1 und 2 zunächst an die Anode A_1 transformiert, indem man u_1 mit μ_1 und R_{i_1} mit 1 multipliziert. Danach werden beide an die Anoden A_2 transformiert, indem man sie — da sie in der Katodenzuleitung der Röhre 2 liegen — nach Regel 3 mit $(\mu_2 + 1)$ multipliziert. Als letztes ist noch der Innenwiderstand R_{i_2} durch Multiplikation mit 1 (Regel 2) an die Anode A_2 zu transformieren. Wir haben also, wenn wir „in die Anode A_2" blicken, die Reihenschaltung einer Spannungsquelle $\mu_1(\mu_2 + 1)\,u_1$ und eines Widerstandes $R_{i_2} + (\mu_2 + 1)\,R_{i_1}$ vor uns und können damit das Ersatzschaltbild für die Anode A_2 vervollständigen. Aus diesem ist wieder sofort die Gleichung (13) abzulesen. Der Ersatzinnenwiderstand R_i' ist gleich der Parallelschaltung der Widerstände R_a und $R_{i_2} + (\mu_2 + 1)\,R_{i_1}$, also

$$R'_i = \frac{1}{\frac{1}{R_a} + \frac{1}{R_{i_2} + (\mu_2 + 1)\,R_{i_1}}}. \qquad (14b)$$

Setzen wir als Vereinfachung $\mu_1 = \mu_2 \gg 1$; $R_{i_1} = R_{i_2}$ und $R_i \gg \frac{R_a + R_i}{\mu + 1}$ an, so erhalten wir die Näherungen

$$u_2' \approx -\mu \cdot u_1 \frac{R_a}{R_i}$$

$$R_i' \approx R_a.$$

Verstärker mit Katodenkopplung

Das einfachste Beispiel der Verstärkerschaltungen, bei denen jeweils zwei Röhren durch Verbinden ihrer Katodenanschlüsse miteinander verkoppelt sind, ist der katodengekoppelte Verstärker, dessen Prinzipschaltbild Bild 12 zeigt. Die Katoden liegen über den

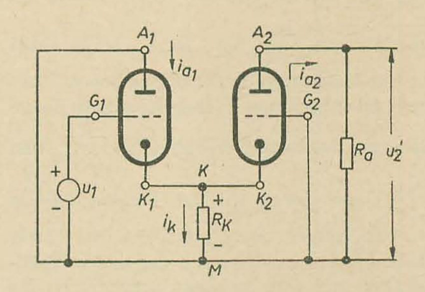
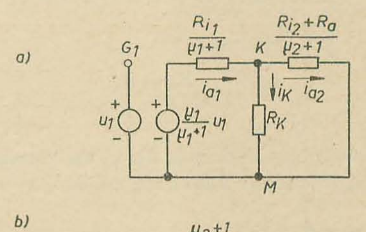


Bild 12: Prinzipschaltbild des katodengekoppelten Verstärkers

a)



b)

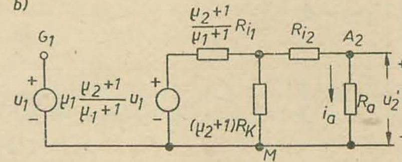


Bild 13: Ersatzschaltbilder des katodengekoppelten Verstärkers, a) für die gemeinsame Katode K, b) für die Anode A_2

gemeinsamen Katodenwiderstand R_k am Bezugspunkt M. Die erste Röhre wirkt wie ein Anodenbasisverstärker, bei dem die Anode Bezugspunkt (Basis) für die Ein- und die Ausgangsspannung ist. Der Ausgang dieser

Stufe ist mit dem Eingang des in Gitterbasisschaltung arbeitenden zweiten Verstärkers verbunden. Liegt am Eingangsgitter G_1 eine Eingangsspannung mit der gegebenen Polarität an, so fließt der Anodenstrom i_{a_1} in die Anode A_1 hinein. Das Gitter G_2 wird dagegen in Bezug auf die Katode negativ gesteuert, so daß der Anodenstrom i_{a_2} aus der Anode herausfließt. Damit gilt für die Ausgangsspannung

$$u_2' = i_{a_2} \cdot R_a.$$

Wir können von dieser Schaltung wieder drei Ersatzschaltbilder für die Anoden A_1, A_2 und die Katode K aufstellen. Das Ersatzschaltbild für die Anode A_1 besitzt kein praktisches Interesse, wir beschränken uns auf die Aufstellung der anderen beiden Ersatzschaltbilder.

Gehen wir zunächst von der gemeinsamen Katode K aus, so liegt zwischen dieser und dem Bezugspunkt M der Katodenwiderstand R_k, den der Strom i_k durchfließt. Im Ersatzschaltbild Bild 13a zeichnen wir also als erstes R_k zwischen K und M ein. Nunmehr blicken wir in die Katode K_1. Wir sehen den Innenwiderstand R_{i_1} und die an die Anode A_1 transformierte Eingangsspannung $\mu_1 \cdot u_1$, die, mit $\frac{1}{\mu_1 + 1}$ multipliziert, an der Katode erscheinen. Wir zeichnen daher im Ersatzschaltbild als linken Zweig die Reihenschaltung der Spannungsquelle $\frac{\mu_1}{\mu_1 + 1} u_1$ und des Widerstandes $\frac{R_{i_1}}{\mu_1 + 1}$ ein. Durch beide fließt der Anodenstrom i_{a_1} in der angegebenen Richtung. An der rechten Katode K_2 wirken die an diese transformierten Widerstände $\frac{R_{i_2}}{\mu_2 + 1}$ und $\frac{R_a}{\mu_2 + 1}$, mit denen wir das Ersatzschaltbild vervollständigen. Durch den rechten Zweig fließt der Anodenstrom i_{a_2}, der durch Multiplikation mit dem Anodenwiderstand R_a die Ausgangsspannung u_2' ergibt.

Mit den drei Bestimmungsgleichungen

$$\frac{\mu_1}{\mu_1 + 1} u_1 - i_{a_1} \frac{R_{i_1}}{\mu_1 + 1} - i_k \cdot R_k = 0$$

$$i_{a_1} - i_k = i_{a_2}$$

$$i_k \cdot R_k = i_{a_2} \frac{R_k + R_{i_2}}{\mu_2 + 1}$$

erhalten wir eine Beziehung für i_{a_2} und durch Multiplizieren dieser Beziehung mit R_a:

$$u'_2 = \mu_1 \cdot u_1 \cdot \frac{R_a}{(R_a + R_{i_2}) \frac{\mu_1 + 1}{\mu_2 + 1} + R_{i_1} \left[1 + \frac{R_a + R_{i_2}}{(\mu_2 + 1) R_k}\right]}. \tag{15}$$

Der Ersatzinnenwiderstand an der Katode läßt sich aus der Parallelschaltung der drei Widerstände R_k, $\frac{R_{i_1}}{\mu_1 + 1}$ und $\frac{R_a + R_{i_2}}{\mu_2 + 1}$ berechnen. Wichtiger für die praktische Dimensionierung eines derartigen Verstärkers ist aber der Ersatzinnenwiderstand am Ausgang der Schaltung, an der Anode A_2. Wir müssen also das Ersatzschaltbild für diesen Punkt aufstellen und zeichnen dazu die Punkte A_2 und M und den zwischen beiden liegenden Anodenwiderstand R_a (Bild 13b). Nunmehr blicken wir in die Anode A_2. Dort wirkt die Reihenschaltung des nach Regel 3 mit $(\mu_2 + 1)$ multiplizierten Katodenwiderstandes R_k und des nach Regel 2 mit 1 multiplizierten Widerstandes R_{i_2}. R_k liegt mit dem anderen Ende am Punkt M. Die Transformation der linken Röhre an die Anode A_2 nehmen wir in mehreren Schritten vor:

1. Transformation der Eingangsspannung an die Anode A_1 (Multiplikation mit μ_1 nach Regel 1),
2. Transformation der an der Anode A_1 wirkenden Spannung $\mu_1 \cdot u_1$ und des Innenwiderstandes R_{i_1} an die Katode K (Multiplikation mit $\frac{1}{\mu_1 + 1}$ nach Regel 4) und schließlich
3. Transformation der an der Katode wirkenden Spannung $\frac{\mu_1}{\mu_1 + 1} u_1$ und des Widerstandes $\frac{R_{i_1}}{\mu_1 + 1}$ an die Anode A_2 [Multiplikation mit $(\mu_2 + 1)$ nach Regel 3].

Dabei ist lediglich zu beachten, daß das linke System parallel zu R_k liegt und dementsprechend im Ersatzschaltbild eingezeichnet werden muß. Aus diesem Ersatzschaltbild können wir ebenfalls eine Beziehung für i_{a_2} ableiten. Multipliziert man diese mit R_a, so ergibt sich wieder Gleichung (15). Der Ersatzinnenwiderstand R_i' besteht aus einer Parallelschaltung der Widerstände $R_k (\mu_2 + 1)$ und $R_{i_1} \frac{\mu_2 + 1}{\mu_1 + 1}$, zu der R_{i_2} in Reihe und zu diesem Gesamtwiderstand noch R_a parallel liegt.

Das heißt also:

$$R'_i = \frac{1}{\frac{1}{R_a} + \frac{1}{R_{i_2} + \frac{\mu_2 + 1}{\frac{1}{R_k} + \frac{\mu_1 + 1}{R_{i_1}}}}}$$

oder nach Umformung

$$R_i' = \frac{1}{\frac{1}{R_a} + \frac{1}{R_{i_2}\left[1 + \left(\frac{R_{i_1}}{R_{i_2}}\right) \frac{(\mu_2 + 1) R_k}{(\mu_1 + 1) R_k + R_{i_1}}\right]}}. \tag{16}$$

Auch hier kann man als Vereinfachung $\mu_1 = \mu_2 \gg 1$; $R_{i_1} = R_{i_2}$ und $(\mu + 1)\ R_k \gg (R_a + R_i)$ ansetzen und erhält:

$$u'_2 \approx \mu \cdot u_1 \frac{R_a}{R_a + 2 \cdot R_i}$$

und

$$R'_i \approx \frac{1}{\frac{1}{R_a} + \frac{1}{2 \cdot R_i}}.$$

Nach den gleichen Gesichtspunkten, wie eben für den katodengekoppelten Verstärker angegeben, lassen sich die Ersatzschaltbilder der anderen Verstärker mit Katodenkopplung (Differenzverstärker, Phasenumkehrverstärker, Gegentaktverstärker, Gegentaktdifferenzverstärker) aufstellen. Bei der Berechnung der Ausgangsspannung u_2' des Gegentaktverstärkers, die zwischen den beiden Anoden A_1 und A_2 erdsymmetrisch abgenommen wird, muß man beachten, daß sich diese Spannung aus den Teilspannungen $u_{21}' = i_{a_1} \cdot R_{a_1}$ und $u_{22}' = i_{a_2} \cdot R_{a_2}$ zusammensetzt.

Gegentaktverstärker für erdunsymmetrischer Ausgangsspannung (Reihengegentaktverstärker)

In einer anderen Art von Verstärkern werden zwei Röhren gegensinnig gesteuert. Die Ausgangsspannung ist jedoch erdunsymmetrisch. Diese Schaltung besteht aus der Reihenschaltung zweier Röhren nach Bild 14. Beide Röhren liefern gegenphasige Anodenströme i_{a_1} und i_{a_2}, die sich zum Strom i_a addieren. Dieser fließt durch den am Verbindungspunkt A_1 beider Röhren angeschlossenen Arbeitswiderstand R_a. Die Schaltung eignet sich besonders

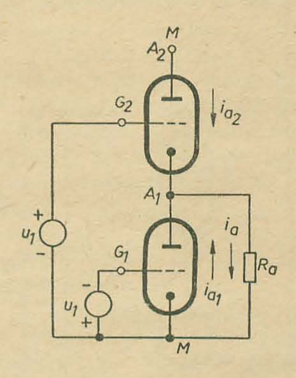
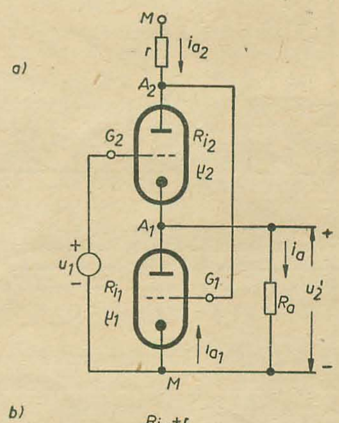


Bild 14: Reihengegentaktverstärker



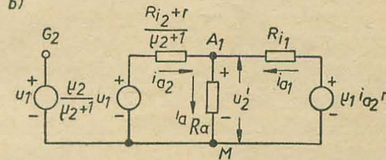


Bild 15: Prinzip- und Ersatzschaltbild des White-Katodenfolgers

für Ausgangsverstärker oder Impedanzwandler, da sie einen sehr niederohmigen Ersatzinnenwiderstand besitzt.

Die zur Steuerung der beiden Eingänge G_1 und G_2 notwendigen Schaltmittel zur Phasenum-

kehr (Gegentakttransformator oder Phasenumkehrstufe) werden bei einem Ausführungsbeispiel der obigen Schaltung, der in der ausländischen Literatur als „White-Katodenfolger“ bezeichneten Schaltung nach Bild 15, umgangen. Hierzu schaltet man in die Anodenzuleitung der oberen Röhre einen Widerstand r ein und benutzt die an diesem abfallende Spannung $i_{a_2} \cdot r$ zur Steuerung der unteren Röhre 1.

Wenden wir die 4 Regeln an, so bereitet das Aufstellen des Ersatzschaltbildes keine Schwierigkeiten. Wir zeichnen zunächst die Punkte A_1 und M und den zwischen beiden liegenden Arbeitswiderstand R_a. Dann transformieren wir den Innenwiderstand R_{i_2} der oberen Röhre und den Widerstand r sowie die an der Anode A_2 wirkende Spannung $\mu_2 \cdot u_1$ durch Multiplikation mit $\frac{1}{\mu_2 + 1}$ an die Katode der Röhre 2, zeichnen also die Reihenschaltung der Spannungsquelle $\frac{\mu_2}{\mu_2 + 1} \cdot u_1$ und des Widerstandes $\frac{R_{i_2} + r}{\mu_2 + 1}$ als linken Zweig in das Ersatzschaltbild ein. Der Strom i_{a_2} fließt in die Anode A_2 hinein, die Spannungsquelle $\frac{\mu_2}{\mu_2 + 1} \cdot u_1$ besitzt also die gezeichneten Polaritäten. Blicken wir in die Anode A_1 des unteren Systems, so wirkt zunächst der Innenwiderstand R_{i_1} und die mit μ_1 multiplizierte Eingangsspannung am Gitter G_1 an dieser Stelle. Diese Eingangsspannung ist aber nichts anderes als der Spannungsabfall des Anodenstromes i_{a_2} am Widerstand r. Die Polarität am Gitter ist negativ, so daß der Anodenstrom i_{a_1} aus der Anode A_1 herausfließt. Die drei Bestimmungsgleichungen lauten:

$$\mu_1 \cdot i_{a_2} \cdot r - i_{a_1} \cdot R_{i_1} = i_a \cdot R_a$$

$$i_{a_2} + i_{a_1} = i_a$$

$$\frac{\mu_2}{\mu_2 + 1} u_1 - i_{a_2} \frac{R_{i_2} + r}{\mu_2 + 1} = i_a \cdot R_a .$$

Daraus erhalten wir:

$$u_2' = i_a \cdot R_a$$

$$= \frac{\mu_2 \cdot u_1 (R_{i_1} + \mu_1 \cdot r)}{R_{i_2} + (\mu_2 + 1) R_{i_1} + r [1 + \mu_1 (\mu_2 + 1)] + \frac{R_{i_1}}{R_a} (R_{i_2} + r)} . \quad (17)$$

Der Ersatzinnenwiderstand der Schaltung ist nicht gleich der Parallelschaltung der drei Teilwiderstände des Ersatzschaltbildes, da die Spannungsquelle $\mu_1 \cdot i_{a_2} \cdot r$ einen endlichen Innenwiderstand besitzt. Deshalb müssen wir von einem anderen Ansatz ausgehen. Wir berechnen dazu nach Bild 16 zunächst den Ersatzinnenwiderstand $R_{i_{sch}}'$ der Schaltung und schalten zu diesem R_a in Reihe. Der Widerstand $R_{i_{sch}}'$ ist dann gleich dem Arbeitswiderstand R_a, wenn die an diesem abfallende Ausgangsspannung u_2' gleich der Hälfte der Ersatzspannung u_2'' ist. Die beiden Spannungen sind gleich, wenn R_a gegen Unendlich geht. Wir erhalten:

$$u_2''_{(R_a \to \infty)}$$

$$= \frac{\mu_2 \cdot u_1 (R_{i_1} + \mu_1 \cdot r)}{R_{i_2} + (\mu_2 + 1) R_{i_1} + r [1 + \mu_1 (u_2 + 1)]} .$$

Diese Spannung geht bei $R_a = R_{i\,sch}$ auf die

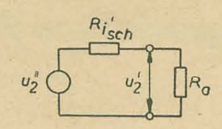
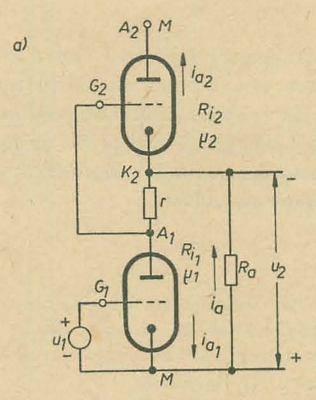


Bild 16: Ansatz zur Berechnung von R_i'



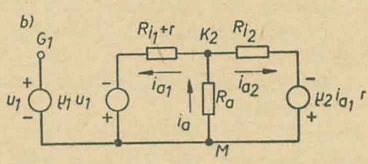


Bild 17: Prinzip- und Ersatzschaltbild des Reihengegentaktverstärkers

Hälfte zurück. Setzt man also in $u_2'' = 2 u_2'$ die entsprechenden Gleichungen ein, so ist:

$$R_{i_2} + (\mu_2 + 1) R_{i_1} + r [1 + \mu_1 (\mu_2 + 1)] = \frac{R_{i_1}}{R_a} (R_{i_2} + r)$$

Nach R_a aufgelöst, ergibt sich:

$$R_a = \frac{R_{i_1} (R_{i_2} + r)}{R_{i_2} + R_{i_1} (\mu_2 + 1) + r [1 + \mu_1 (\mu_2 + 1)]} .$$

Dieser Widerstand ist gleich dem gesuchten $R_{i_{sch}}'$. Parallel zu diesem liegt R_a, so daß wir für den Ersatzinnenwiderstand

$$R_i' = \frac{R_{i_{sch}}' \cdot R_a}{R_{i_{sch}}' + R_a}$$

$$= \frac{1}{\frac{1}{R_a} + \frac{R_{i_2} + (\mu_2 + 1) R_{i_1} + r [1 + \mu_1 (\mu_2 + 1)]}{R_{i_1} (R_{i_2} + r)}} \quad (18)$$

erhalten. Schließlich sei noch die andere Variante des Reihengegentaktverstärkers beschrieben, bei der die Eingangsspannung u_1 am Gitter G_1 der unteren Röhre 1 anliegt und die — zur Eingangsspannung gegenphasige — Ausgangsspannung u_2' an der Katode der oberen Röhre 2 abgenommen wird (Bild 17). Diese Schaltung weist insofern eine Besonderheit gegenüber den bisher besprochenen Schaltungen auf, als die Eingangsspannung der oberen Röhre 2 nicht auf das Potential M bezogen ist, sondern als Spannungsabfall des Anodenstromes i_{a_1} am Widerstand r zwischen Gitter G_2 und Katode K_2 wirkt. Damit entfällt die Transformation der Ersatzgrößen der Röhre 2 auf deren Katode. Im Ersatzschaltbild sind im rechten Zweig zwischen K_2 und M nur die Ersatzgrößen R_{i_2} und $\mu_2 \cdot i_{a_1} \cdot r$ in Reihe geschaltet zu zeichnen. Das bestätigt auch die Überlegung, daß im Fall $r = 0$ das Gitter G_2 mit der Katode K_2 verbunden ist. Dann wirkt die Röhre nur wie ein Widerstand R_{i_2}, während dieser Widerstand für den Fall, daß das Gitter G_2 mit dem Potential M verbunden wäre, die Größe $\frac{R_{i_2}}{\mu_2 + 1}$ haben würde.

Im linken Zweig des Ersatzschaltbildes sind die Widerstände $R_{i_1} + r$ in Reihe mit der Spannungsquelle $\mu_1 \cdot u_1$ zu zeichnen. Der Anodenstrom i_a fließt bei der gegebenen Polarität von u_2 in die Anode A_1 hinein. Nach dem Ansetzen der Bestimmungsgleichungen erhalten wir mit $u_2' = - i_a \cdot R_a$ für die Ausgangsspannung:

$$u_2' = - \frac{\mu_1 u_1 (R_{i_2} + \mu_2 \cdot r)}{R_{i_1} + R_{i_2} + r (\mu_2 + 1) + \frac{R_{i_2}}{R_a} (R_{i_1} + r)} \quad (19)$$

und für den Ersatzinnenwiderstand

$$R_i' = \frac{1}{\frac{1}{R_a} + \frac{R_{i_1} + (\mu_2 + 1) r + R_{i_2}}{R_{i_2} (R_{i_1} + r)}} . \quad (20)$$

Wird fortgesetzt

AUS UNSERER VERLAGSPRODUKTION

Sendermeßgestell mit speziellem Frequenzkonstanzmesser

Ing. JOHANNES SCHMIDT

Mitteilung aus dem VEB Funkwerk Köpenick

Die Lösung unserer ökonomischen Aufgabe erfordert in jedem Falle die Steigerung der Arbeitsproduktivität. Da an den Geräten der HF-Technik die Prüfkosten einen beachtlichen Teil der gesamten Herstellungskosten ausmachen, muß also auch ganz besonders der Rationalisierung der Prüfgänge Beachtung beigemessen werden. Anzustreben sind Geräte, die Prüfaufgaben automatisch oder halbautomatisch erledigen, so daß die für die dauernde Beobachtung der Meßwerte gebundenen Prüfkräfte frei werden. Das nachfolgend beschriebene Sendermeßgestell enthält ein spezielles Frequenztoleranz-Kontrollgerät, bei dem die unmittelbare dauernde Beobachtung entfällt.

Bei der Prüfung von Sendern mit Leistungen bis zu 1 kW, speziell für Schiffsfunkzwecke, liegen allgemeine technische Forderungen gemäß der Vereinbarung von Atlantic City aus dem Jahre 1947 vor. Das prüftechnische Problem in der Endkontrolle von Sendern besteht in der schnellen Überprüfung von Frequenzbereich, Leistung, Modulationsgrad, Frequenzkonstanz, Geräusch- und Fremdspannungsdynamik und Klirrfaktor bei verschiedenen Mod.-Frequenzen. Für diesen speziellen Zweck ist ein fahrbares Sendermeßgestell entwickelt und gebaut worden, das eine sehr rationelle Überprüfung von in kleineren Serien gefertigten kommerziellen Sendern gestattet. Die Beschreibung soll einen Überblick über die Meßmethode und eine detaillierte Angabe über den im Meßgestell enthaltenen Frequenzkonstanzmesser geben.

Aufbau des Sendermeßgestelles

Das Sendermeßgestell enthält folgende Geräte (Bild 1)

1) Geräuschfilter (links oben)
2) Klirrfaktorfilter für 110 Hz, 800 Hz und 3000 Hz (links Mitte)
3) Röhrenvoltmeter 20 Hz ··· 20 kHz (links unten)
4) Katodenstrahloszillograf für HF- und NF-Beobachtung (rechts oben)
5) Tongenerator GF-4 (rechts Mitte)
6) Linearer Meßgleichrichter 100 kHz bis 10 MHz (rechts unten)
7) Frequenzkonstanzmesser (Mitte)

Die Einschübe 1 ··· 4 sind handelsübliche Geräte des VEB Funkwerk Köpenick, Gerät 5 ist von der Firma Clamann & Granert, die Geräte 6 und 7 sind spezielle Entwicklungen des elektrischen Prüfmittelbaues des VEB Funkwerk Köpenick. Als Ergänzungsgerät wird zusätzlich ein Breitbandoszillograf OG 1—9, ebenfalls vom VEB Funkwerk Köpenick, benutzt. Die benötigten Eichfrequenzen liefert die in radio und fernsehen 10 (1960) beschriebene Zentrale Eichanlage.

Funktionen des Meßgestelles

1) a) Oszillografische Beobachtung der modulierenden NF-Spannungen,
   b) — des HF-Trägers,
   c) — des Modulationstrapezes.

An einem Meßgitter kann unmittelbar bei entsprechender Einstellung des Bildes der Modulationsgrad direkt in Prozentwerten abgelesen werden.

2) a) Demodulation der HF über linearen Meßgleichrichter, oszillografische Beobachtung und Messung der demodulierten NF-Spannung,
   b) Messung der Geräusch- und Fremdspannungsdynamik über das Geräuschfilter,
   c) Messung des Klirrfaktors über das Klirrfaktorfilter.
3) Kontrolle der Frequenzkonstanz über einen Zeitraum von 2 h nach einer Einlaufzeit des Senders von etwa 30 min.

Der zu prüfende Sender arbeitet auf eine Kunstantenne, in deren erdseitiger Ableitung ein Thermostrommesser zur Leistungskontrolle und ein Stromwandler für das Meßgestell liegen. Die Sekundärspannung des Stromwandlers wird dem linearen Meßgleichrichter, dem Oszillografen und dem Frequenzkonstanzmesser zugeführt.

Die Messung und Kontrolle des zu prüfenden Senders ist sehr einfach. In der Betriebsart „Fremdmoduliert" bezw. „A3" wird vom Tongenerator die modulierende Spannung auf den Sender gegeben. Die dem linearen Meßgleichrichter vom HF-Stromwandler zugeführte modulierte HF-Spannung wird demoduliert. Der gesamten Messung liegt ein NF-Pegel von 300 mV bei 80% Modulation zu

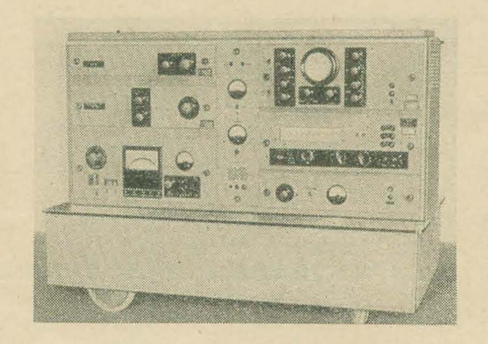


Bild 1: Gesamtansicht des Sendermeßgestelles

Grunde. Bei diesem Pegel erfolgt nach Abschaltungen der Modulationsspannung direkt die Messung der Fremdspannungsdynamik mit dem Röhrenvoltmeter, während für die Messung der Geräuschspannungsdynamik ein Ohrkurvenfilter eingeschaltet wird. Die Skala des Röhrenvoltmeters ist direkt in dB geeicht.

Für die Klirrfaktormessung wird die Modulationsspannung wieder eingeschaltet. Nach Einpegelung am Klirrfaktorfilter wird in der Meßstellung des Klirrfaktorfilters vom Filter die Grundwelle ausgesiebt und die verbleibende Oberwellenspannung mit dem Röhrenvoltmeter gemessen. Die Skala des Röhrenvoltmeters enthält eine Teilung direkt in Prozentwerten des Klirrfaktors.

Kontrolle der Frequenzkonstanz mit automatischer akustischer Anzeige

Die über den Stromwandler entnommene HF-Spannung des zu prüfenden Senders und eine 100-kHz-Vergleichsfrequenz der zentralen Sendereichanlage werden den entsprechenden Eingängen des Frequenzkonstanzmessers über 70-Ω-Koaxkabel zugeführt.

Wirkungsweise der Schaltung

In die Katode von Röhre $Rö_{1\cdot1}$ (Bild 2) wird die Vergleichsfrequenz der zentralen Eichanlage mit 5 Vss (Rechteckwelle) eingekoppelt. Der Arbeitspunkt ist so gewählt, daß durch starke Verzerrungen in der Röhre sich eine kräftige Oberwellenausbildung ergibt. Der Anodenkreis ist auf die 50. Harmonische, also auf 5 MHz, abgestimmt.

Die > 10 V betragende, vom Stromwandler des zu prüfenden Senders gelieferte und in einem ganzzahligen Bruchteil zu 5 MHz stehende Frequenz wird Gitter 1 von $Rö_{2\cdot1}$ über ein Siebglied zugeführt. Diese Röhre arbeitet ohne Gittervorspannung, führt also zu entsprechenden Verzerrungen. Der Anodenkreis ist ebenfalls auf 5 MHz abgestimmt und mit der Anode von $Rö_{1\cdot2}$ parallel geschaltet. Bei Abweichung der vervielfachten Vergleichsfrequenz von 100 kHz und der Senderfrequenz ergibt sich eine Schwebungsfrequenz, die nach Gleichrichtung in $Rö_{2\cdot2}$ als NF-Spannung auftritt und unmittelbar ein Maß für die Frequenztoleranz, hervorgerufen durch das Auswandern der Senderfrequenz, ist. In $Rö_3$ erfolgt die Verstärkung der Schwebungs-NF-Spannung. $Rö_4$ arbeitet wieder ohne Gittervorspannung. Das in der Gitterableitung befindliche Instrument dient der Anzeige einer ausreichenden Aussteuerung von $Rö_4$ durch Anzeige des Gitterstromes. Für das Abhören der Schwebungsfrequenz sowie für das Einspeisen der Eichfrequenz sind die Buchsen Bu_3 vorgesehen. $Rö_4$ liegt mit der

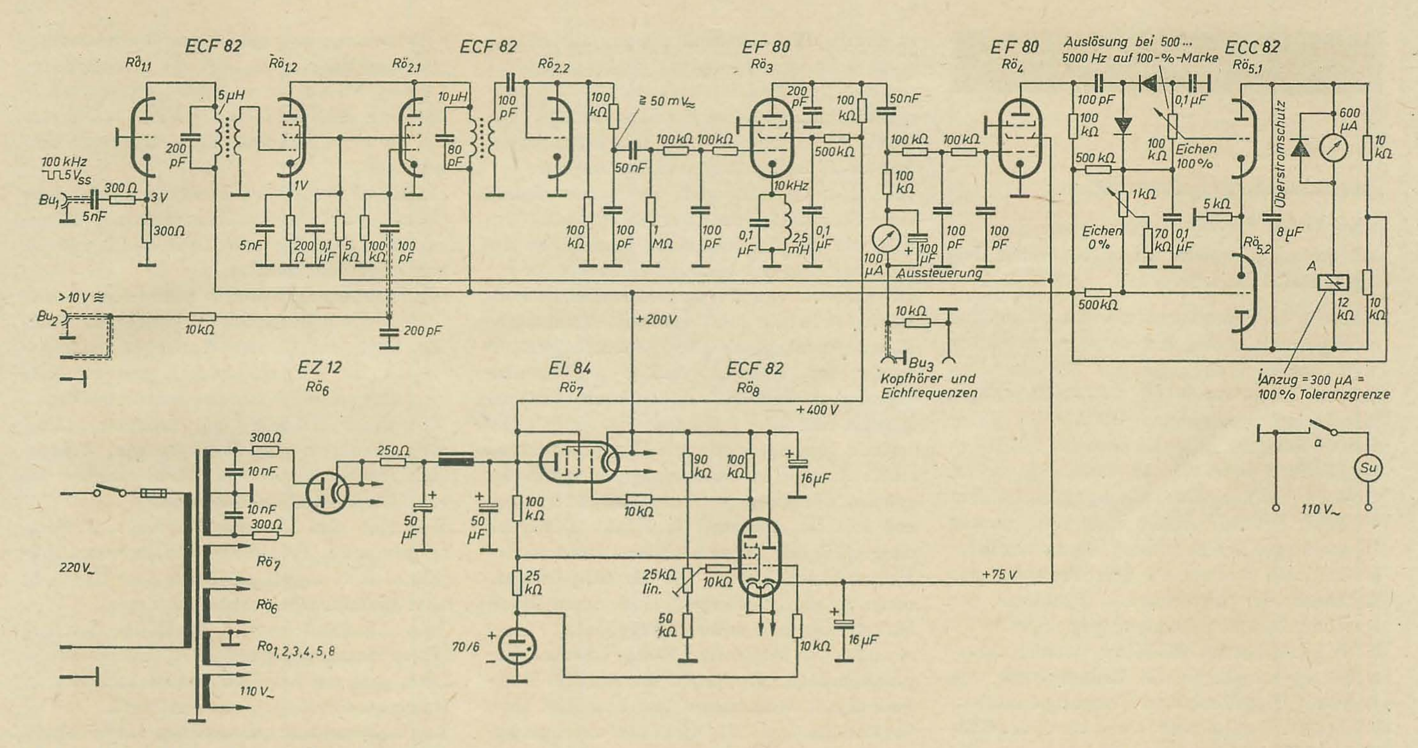


Bild 2: Schaltbild des Frequenzkonstanzmessers

Gleichrichterschaltung zur Frequenzmessung parallel zu den auf + 200 V Potential liegenden 500-kΩ-Widerständen der Gitter 1 von Rö$_{5.1}$ und Rö$_{5.2}$. Die am Gitter wirksame Spannung ergibt sich durch die Teilung über das 1-kΩ-Potentiometer mit 70 kΩ nach Masse und der durch den 5-kΩ-Katodenwiderstand bedingten indirekten Gitterspannung. Die Systeme von Rö$_5$ bilden zusammen mit den Anodenwiderständen von je 10 kΩ eine Brückenschaltung, in deren Diagonalzweig die Meßanordnung, bestehend aus Anzeigeinstrument mit Überstromschutz, und in Reihe dazu das Telegrafenrelais A liegt. Ohne Aussteuerung von Rö$_4$ wird das Brückenteil der Rö$_5$ vermittels des 1-kΩ-Reglers symmetriert (Eichung 0%). Bei ausreichender Aussteuerung durch die Schwebungsfrequenz infolge Abweichung der Senderfrequenz von der Vergleichsfrequenz erfolgt zusätzliche Aussteuerung von Rö$_{5.1}$. Mit dem 100-kΩ-Regler wird die Eichung auf den 100% Toleranzwert, der bei den vorgesehenen Toleranzwerten zwischen 500 ··· 5000 Hz liegt, vorgenommen.

Nach erfolgter Eichung der Toleranzgrenze kann sich infolge Auswanderns der Senderfrequenz der Zeiger des Instrumentes zwischen 0 ··· 100% der Toleranzgrenze bewegen. Wird der 100%-Wert überschritten, erfolgt der Anzug des Telegrafenrelais A und damit über den Kontakt a die Anschaltung eines akustischen Signals. Es weist die während der Frequenzkonstanzmessung inzwischen mit anderweitigen Prüfarbeiten beschäftigten Kollegen darauf hin, daß der zu prüfende Sender die Bedingungen bezüglich Frequenzkonstanz nicht erfüllt und damit aus der Prüfung zur Nacharbeit herausgezogen werden muß.

Das gewählte Schwebungsnullverfahren arbeitet sehr zuverlässig und läßt sich auch leicht bei Forderungen nach kleineren Frequenztoleranzen modifizieren. Weiterhin ist es auch möglich, durch zusätzlichen Anschluß eines Schreibers die laufende Registrierung der Frequenzabweichung vorzunehmen.

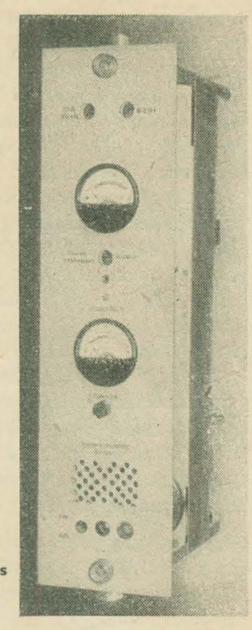


Bild 3: Einschub des Frequenzkonstanzmessers

Die Festlegung der Eichfrequenz ist sehr einfach.

1. Beispiel: Mittelwelle mit $1 \cdot 10^{-3}$ als Frequenztoleranz.

Eichfrequenz für 100% Wert
$= 5\,\text{MHz} \cdot 1 \cdot 10^{-3} = 5000\,\text{Hz}$.

Mit dem Tongenerator sind also 5 kHz in Buchse 3 einzuspeisen. Nachdem vorher mit dem 1-kΩ-Regler „Eichen 0%" eingestellt war, ist nur noch mit dem 100-kΩ-Regler der Zeiger auf die 100%-Marke einzuregeln.

Die Arbeitsfrequenz des Senders kann eingestellt werden auf $^1/_{11}$, $^1/_{10}$ oder $^1/_9$ mit 454,5 kHz, 500 kHz oder 555,5 kHz.

2. Beispiel: Grenz- oder Kurzwellenbereich mit $2 \cdot 10^{-4}$ als Frequenztoleranz.

Eichfrequenz für 100% Wert
$= 5\,\text{MHz} \cdot 2 \cdot 10^{-4} = 1000\,\text{Hz}$.

Mit dem Tongenerator sind also 1000 Hz in die Buchsen einzuspeisen. „Eichen 0%" ist in jedem Falle vorher zu kontrollieren, bevor die Einregelung des 100%-Wertes erfolgt.

Die Arbeitsfrequenz des Senders kann auf die Hälfte oder die Grundfrequenz von 5 MHz eingestuft werden, also mit 2,5 MHz oder 5 MHz. Die Frequenzkonstanzmessung bei höheren Frequenzen ist nicht erforderlich, da die höheren Arbeitsfrequenzen des Senders in jedem Falle lediglich durch Vervielfachungen gewonnen werden.

Bei der Abstimmung auf die Arbeitsfrequenz des zu prüfenden Senders ist auf Schwebungsnull einzustellen. Kontrolle erfolgt durch Abhören an Buchse 3. Bei geringfügiger Verstimmung aus dem Schwebungsnull heraus muß sich eine Aussteuerungsanzeige am 100-µA-Instrument bis ins rote Feld ergeben. Bei genauer Abstimmung auf Schwebungslücke zeigt das 600-µA-Instrument den Wert 0% an, wenn „Eichen 0" vorher richtig eingestellt wurde. Der Anzeigebereich des Instrumentes wurde so gewählt, daß 100% Toleranz dem halben Instrumentenausschlag entsprechen.

Zusammenfassung

Es wird ein Sendermeßgestell beschrieben, mit dem die technischen Daten kommerzieller Sender mit Leistungen bis 1000 W schnell überprüft werden können. Das Meßgestell ist in der Senderendkontrolle eingesetzt. Gemessen werden können Modulationsgrad, HF- und NF-Spannungen, Fremd- und Geräuschspannungsdynamik, Klirrfaktormessungen (die Klirrfaktormessung erfolgt nach der Filtermethode unter Aussiebung der Grundwelle) und mit einem speziellen Gerät die Frequenzkonstanz.

Fachbücher

V. Ferner

Anschauliche Regelungstechnik

VEB Verlag Technik, Berlin, 1960

380 Seiten, zahlreiche Bilder, 58 Seiten Beilagen, Halblederin 28,— DM

Literatur über Regelungstechnik zeichnet sich häufig durch starke Konzentrierung mathematischer Formulierungen aus. Für den unbelasteten Leser, der in die Gebiete der Regelungstechnik eindringen will, wird in einem solchen Falle der Anschein erweckt, daß Regelungstechnik eine für ihn schwierige, wenn nicht gar hoffnungslose Angelegenheit ist. Der Verfasser hat sich bemüht, eine völlig andere Darstellungsweise zu wählen, deren Anschaulichkeit und Systematik dem Praktiker das Erkennen der interessanten Probleme der Regelungstechnik bedeutend erleichtert.

Nach einer kurzen Einleitung werden allgemeine regelungstechnische Grundbegriffe, wie Regelung, Regelkreis und Übergangsfunktion, behandelt. Kapitel 2 gibt einen Überblick über die wichtigsten Arten von Regelstrecken. Es folgen Erläuterungen über Regler, pneumatische Regelglieder, Beispiele von Kesselregelungen. Weitere Kapitel sind dem Verhalten geschlossener Regelkreise, unstetigen Reglern und speziellen Untersuchungs- und Regelverfahren gewidmet. Ein letztes Kapitel wirft die Probleme der Steuerungstechnik auf. Der Autor versteht es, überzeugend darzulegen, daß man ohne besondere mathematische Kenntnisse Regelprobleme anschaulich und einprägsam darstellen kann. Die Leitsätze, an die sich das Buch konsequent hält, sind:

a) leicht verständliche und möglichst anschauliche Darstellung, wobei lediglich physikalische Grundkenntnisse vorausgesetzt werden;
b) ausschließliche Anwendung grafischer und experimenteller Methoden zur Bestimmung der Eigenschaften eines Regelkreises.

Die grafischen Methoden besitzen für die Praxis große Bedeutung, da sie mit wenig mathematischen Hilfsmitteln auskommen und ihre Genauigkeit den technischen Anforderungen meist genügt.

Der Untersuchung von Regelkreisen an Modellen wird große Beachtung geschenkt. Das Buch besitzt zwei Schaltkataloge zum Arbeiten an Modellregelkreisen. Modelle besitzen außer ihrer Bedeutung für die Ausbildung von Regelungstechnikern zur Vertiefung der Erkenntnisse großen ökonomischen Nutzen, wenn Experimente an industriellen Regelkreisen zu teuer, gefährlich oder überhaupt unmöglich sind.

Die vorwiegende Behandlung pneumatischer Regler ist keine Beschränkung. Vielmehr erfolgte die Bevorzugung der Pneumatik, weil sie vorstellungsmäßig leichter verständlich für Vertreter aller technischen Disziplinen ist und weil sie besondere Vorteile hat, die ihren industriellen Einsatz begünstigen. Die Ausführungen über pneumatische Rechner, Verstärker, Widerstände, Schalter, Meßbrücken, Generatoren, Stabilisierschaltungen sind auch für einen Elektrotechniker von Bedeutung. Zeigen sie doch, daß elektrische, pneumatische und hydrauliche Bauelemente sehr verschiedenartige Eigenschaften haben, die sich je nach technischer Forderung ergänzen müssen, um die optimale Lösung zu ergeben. Die Vorstellung, elektronische Bauelemente und elektronische Regler seien in jedem Falle elegant und zweckmäßig, muß revidiert werden.

Die Möglichkeiten und die Notwendigkeit einer Standardisierung werden ebenso behandelt wie die Konsequenzen hinsichtlich der Qualifizierung des technischen Personals.

Regelstrecke und Regler bilden eine Einheit. Der beste Regler nützt daher nichts, wenn die Maschinenanlage, die als Regelstrecke geregelt werden soll, schlecht regelbar ist. Der Anlagenbauer muß sich in Zukunft vertraut machen mit den Prinzipien der Regelungstechnik, um sie schon bei der Entwicklung seiner Anlagen zu berücksichtigen, damit der spätere Übergang zur Automatisierung möglich ist. Im Abschnitt 8, Punkt 3, werden einige Beispiele für verschiedene konstruktive Konzeptionen gezeigt, die für den Anlagenbauer an sich gleichwertig sind, deren Regelbarkeit aber sehr unterschiedlich ist.

An manchen Stellen des Textes bestehen Ungenauigkeiten. So werden die Begriffe Empfindlichkeit, Genauigkeit und Stabilität eines Verstärkers (S. 57, 58) nicht klar auseinandergehalten. Anfechtbar ist auch die Erläuterung zum Abschnitt 6 (S. 37, oben), ganz abgesehen von den Begriffen „bezogene Anlaufzeit, bezogene Änderungsgeschwindigkeit", die zwar mit den Symbolen einer Zeit und einer Geschwindigkeit versehen werden, was sie aber der Dimension nach nicht sind.

Der Verfasser verwendet für die Kreisverstärkung (S. 172, 173) die Worte Kreisverstärkung, Verstärkung, Verstärkungsfaktor und Verstärkungsverhältnis. Man sollte sich hier auf den Standardbegriff beschränken.

Einige offensichtliche Druckfehler im Text sind leicht zu erkennen, so daß hierauf nicht näher eingegangen zu werden braucht.

Zusammenfassend muß man sagen, daß das Buch allen empfohlen werden kann, die sich mit der Regelungstechnik vertraut machen wollen, auch wenn sie nur über durchschnittliche mathematische Kenntnisse verfügen. Das Buch ist flüssig geschrieben und geht systematisch zu immer höheren Schwierigkeitsgraden über. *Richter*

Die hier besprochene erste Auflage ist bereits vergriffen. Eine Neuauflage befindet sich in Vorbereitung. Vorbestellungen nimmt jede Buchhandlung entgegen.

Heinz Richter

Meßpraxis

Franckh'sche Verlagshandlung, Stuttgart

270 Seiten, 185 Bilder, 15,— DM

Der schon von vielen Fachbüchern her bekannte Autor Heinz Richter will mit dem vorliegenden Buch versuchen, dem Leser das umfangreiche Gebiet der Meßtechnik in einfacher Form und mit praktischen Beispielen verständlich nahezubringen. Natürlich sind Kenntnisse aus der Radio- und Fernsehtechnik Voraussetzung zum Verständnis des vorliegenden Stoffes. Trotz der Dimensionierungsangaben in den angeführten Beispielen ist dem Leser die Möglichkeit gegeben, die Schaltung zu erweitern bzw. für einen speziellen Zweck umzubauen.

Selbstverständlich lassen sich von den selbstgebauten Meßgeräten nicht die Genauigkeiten fordern, wie sie bei Industriegeräten vorhanden sind, doch sind die erreichbaren Toleranzen für viele vorkommenden Messungen ausreichend.

Einleitend werden dem Leser der Sinn und die Grenzen des Meßgeräteselbstbaues klargemacht, es folgt der Selbstbau von Einzelteilen und Zeigerinstrumenten.

Die folgenden Abschnitte beschreiben Schaltungen, wie z. B. die der Prüfsender für Hoch- und Höchstfrequenzen, Wobbelsender, Generatoren für Sinusspannungen und verzerrte Spannungen, Widerstands-, Selbstinduktions-, Kapazitäts-, Röhren- und Transistorprüfgeräte, Frequenz- und Wellenmesser, Röhren- und Transistorvoltmeter, Meßverstärker sowie Katodenstrahloszillografen.

Weiterhin sind Sondergeräte, wie z. B. Fernsehprüfgeräte, Feldstärke- und Antennenmeßgeräte usw., angeführt. Auch eine Übersicht über Meßhilfsmittel erhält der Leser.

Zum Abschluß werden praktisch durchgeführte Messungen geschildert, mit denen der Leser auch mit Abgleich- und Meßarbeiten an Rundfunkempfängern vertraut wird.

Das Buch enthält neben seinen vielen Schaltzeichnungen auch eine Reihe von Fotos, die Ansichten von Selbstbaugeräten zeigen. *Orlik*

Dieses Buch ist nur durch Kontingent über den zuständigen Kontingentträger zu beziehen.

Fritz Kühne

Meß- und Schaltungspraxis für Heimton und Studio

Band 26 der Radio-Praktiker-Bücherei

3. Auflage

Franzis-Verlag, München

64 Seiten, 33 Bilder, 6 Tabellen

In der vorliegenden dritten Auflage beschreibt der Verfasser die Meßaufgaben und den Schaltungsaufbau von modernen Tonstudioanlagen für Heimanlagen. Dieser Band will die einzelnen Tonstudiogeräte so weit erläutern, wie es erforderlich ist, Tonjäger mit der Praxis vertraut zu machen. Dazu gehört natürlich in hohem Maße die Meßtechnik an Tonaufnahme- und Wiedergabegeräten. Im einzelnen werden auch Entzerrer und Verstärker von Tonfolienschneidgeräten behandelt, eine Sonderart, die heute der Öffentlichkeit wenig bekannt ist. Die Probleme, die bei dem Zusammenbau einer Studioanlage auftauchen, werden durch ausführliche Beschreibung der Eigenarten der Einzelgeräte erörtert. Außerdem geben die Verstärkerschaltungsbeispiele den Amateuren die Möglichkeit, eigene Verstärker zu bauen. Den Hauptanteil des Bandes nimmt die Meßtechnik ein, dazu gehört das Vermessen des Frequenzganges und der Verstärkung von Vorverstärkern, Aufnahme- und Wiedergabeverstärkern, Tonfolienschneidverstärkern und ganzen Anlagen. Die Einrichtung eines Tonstudios ist in aller notwendigen Genauigkeit beschrieben. Den Abschluß bildet der Einsatz von drahtlosen Mikrofonen im Außendienst zur Tonaufnahme, ohne aber den Wert der „Mikroport" zu überschätzen. Mit dem Band ist es dem Verfasser gelungen, einen Überblick, auch für Laien, über das gesamte Gebiet zu geben. *Lehmann*

Dieses Buch ist nur durch Kontingent über den zuständigen Kontingentträger zu beziehen.

Aus unserem Buchangebot:

Prof. B. P. Assejew

Phasenbeziehungen in der Funktechnik

Übersetzung aus dem Russischen
Format 14,8×21,0 cm, 268 Seiten,
222 Abbildungen, 5 Tafeln,
Kunstleder 23,— DM

Messen der Phasenverschiebung

(Einfache) Phasenmessung mit Oszillografen – Lissajoussche Figuren – Direkte Phasenmessung – Phasenbestimmung durch Strom- oder Spannungsmessungen

Phasenschieber

Konstante Phasenschieber – Phasenschieber bis 180° – Phasenschieber bis 360° – Phasenschiebung durch künstliche Leitungen

Phasenverhältnisse bei Modulation

Allgemeines – Die Umwandlung einer Modulationsart in eine andere – Frequenzsiebung und Modulationsband – Einige Schaltungen

Phasenbeziehungen in einem selbsterregten Röhrengenerator

Allgemeines – Schaltungen mit mehreren Röhren – Schaltungen mit zwei Röhren – RC-Schaltungen mit einer Röhre – LC-Schaltungen mit einer Röhre – Generatoren mit einer Röhre und künstlicher Leitung – Rückkopplungsfilter

Die Anwendung von Phasenverschiebungen in Antennen und anderen Geräten

Dipolantennen – Rahmenantennen – Entfernungsmessungen – Phasentelegrafie – Andere Geräte, in denen Phasenschiebungen angewendet werden

Anhang

Bestellungen nehmen alle Buchhandlungen gern entgegen



VEB VERLAG TECHNIK BERLIN

Für Funk- und Fernsehfachleute!

S. S. Arschinow

Frequenzkonstanz von Röhrengeneratoren

Aus dem Russischen

Format DIN A 5, 260 Seiten, 77 Abbildungen, 12 Tafeln, Kunstleder 22,— DM

Die Frequenzkonstanz kommerzieller Senderanlagen ist bekanntlich ein ziemlich schwieriges Problem, wenn der Sender stetig abstimmbar sein soll. Das vorliegende Werk erläutert daher in ausführlicher Weise alle bei der Dimensionierung von Oszillatoren durch Temperatureinflüsse auftretenden Probleme. Nach einer umfassenden Behandlung der infolge Temperaturänderung auftretenden Schwankungen in den technischen Werten der Bauelemente geht der Verfasser theoretisch und praktisch auf die Kompensationsmethoden ein. Die hierbei abgeleiteten zahlreichen Berechnungsformeln sind in einem besonderen Kapitel nochmals übersichtlich zusammengefaßt. Dazu wird der behandelte Stoff noch durch viele Beispiele ergänzt.
Die gründliche Darstellung aller Probleme wird nicht nur durch das Einarbeiten in den bei der Bemessung hochkonstanter Oszillatoren bestehenden Fragenkomplex erleichtert, sondern auch bei der Entwicklung und Konstruktion von Sendern eine wertvolle Hilfe sein.
Ingenieure und Techniker der Hochfrequenztechnik sowie Studierende an Hoch- und Fachschulen werden dieses Buch als guten Helfer bei Arbeit und Studium bald schätzen lernen.

W. L. Kreizer

Videoverstärker

Übersetzung aus dem Russischen

Format 17,6 × 25,0 cm, 322 Seiten, 264 Abbildungen, 4 Tafeln, Kunstleder 28,— DM

Wenngleich das Buch nach seinem Titel den Eindruck eines Fernseh-Spezialbuches macht, so geht der Inhalt und die Behandlung des Stoffes weit über den Rahmen eines speziellen Fachbuches über Fernsehprobleme hinaus. Die an einen Videoverstärker zu stellenden Grundforderungen sind bekanntlich amplituden- und phasengetreue Verstärkung über den ganzen Frequenzbereich und eine bestimmte Form der Aussteuerungskennlinie zur originalgetreuen Gradationsübertragung. Diese Anforderungen rechnerisch und praktisch verwirklichen zu helfen, hat sich Kreizer, einer der wesentlichsten Fernsehspezialisten der Sowjetunion, zur Aufgabe gemacht. Im Buch behandelt er daher eingehend die Eigenschaften, Theorie und Anwendung des RC-Breitbandverstärkers für das Gebiet der Impulstechnik. Die hier für die eigentlichen Videoverstärker gewonnenen Erkenntnisse gelten ebenso für alle anderen Breitbandverstärker, bei denen es auf Verstärkung und formgetreue Nachbildung eines vorgegebenen Signals ankommt.

Die Fachpresse urteilt:

... Es erreicht dadurch die vorteilhafte Mischung zwischen der abstrakten Theorie und ihrer praktischen Anwendung, die vielen sowjetischen Lehr- und Fachbüchern eigen ist. Das Buch ist daher eine wertvolle Hilfe sowohl für den Studierenden, als auch für den ausgebildeten Ingenieur. „Die Technik" — Berlin

... es darf hervorgehoben werden, daß der Verfasser m. W. erstmalig an die Berechnung von Stromkreisen herangeht, bei denen Schaltelemente durch elektronische Schalter, wie z. B. Dioden, während des Impulses kurzseitig umgeschaltet werden.
„Deutsche Literaturzeitung"
Herausgegeben im Auftrage der Akademien der Wissenschaften zu Berlin, Göttingen, Heidelberg, Leipzig, München, Wien

... daß Ingenieure und Techniker der Fernsehtechnik sich dieses Buch anschaffen sollten, weil es ausgezeichnet geeignet ist, speziell über bestimmte Probleme der Videoverstärker zu unterrichten. „Nachrichtentechnik" — Berlin

Nur durch Buchhandlungen erhältlich!



VEB VERLAG TECHNIK · BERLIN